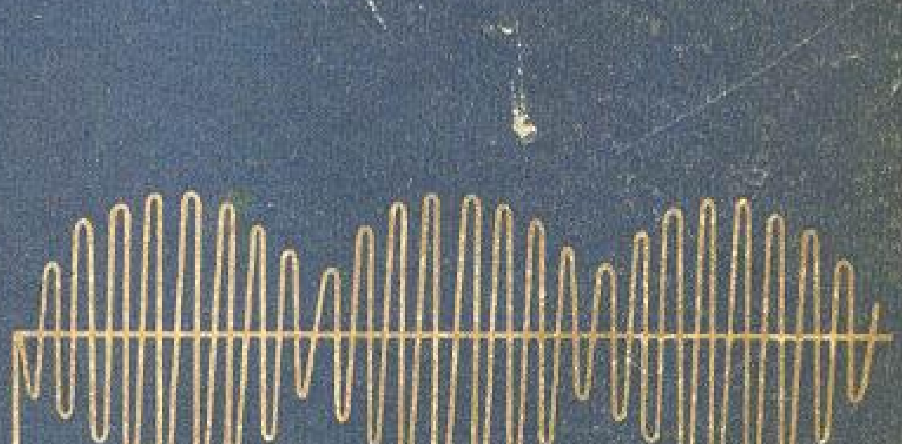
R. GIRULSKI

AMATORSKIE URZĄDZENIA KRÓTKOFALOWE



WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

WNT

Mgr inż. RYSZARD GIRULSKI
SP5QQ

AMATORSKIE URZĄDZENIA KRÓTKOFALOWE I ICH OBSŁUGA

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE
WARSZAWA

Opiniodawca

mgr inż. H. Lutyński

Redaktor naukowy

inż. M. Wargalla

621.396.7:621.3.029.58

Książka zawiera opis amatorskich krótkofalowych urządzeń nadawczych i odbiorczych oraz układów pomiarowo-kontrolnych, jak również praktyczne wskazówki dotyczące prawidłowej eksploatacji tego sprzętu. Książka przeznaczona jest dla radioamatorów — krótkofalowców (nadawców i nasłuchowców). Mogą z niej również korzystać wszyscy interesujący się techniką fal krótkich i wykorzystaniem ich do nawiązywania łączności radiowej.

Okładkę projektował

Z. Pisula

Redaktor techniczny

A. Woźniakowska

Korektor techniczny

W. Wróblowa

WNT Warszawa 1963 r. Wydanie 1. Nakład 6190 egz. Ark. wyd. 33,5. Ark. druk. 34,25/A. Format B5. Papier druk. sat. III 70 g. Rękopis oddano do składania 31. 8. 1962. Podpisano do druku 6. 4. 1963 r. Druk ukończono w kwietniu 1963 roku. Symbol 76617/Et

Cena zł 52.—

Bielskie Zakłady Graficzne, Bielsko-Biała, ul. Grunwaldzka 6
Zam. 2388/62 D-018

SPIS TREŚCI

1. ROZWÓJ KRÓTKOFALARSTWA

Ogłoszona przez Maxwella w roku 1850 teoria drgań elektromagnetycznych stała się fundamentem przyszłego rozwoju radiokomunikacji. Eksperymentalne prace Popowa (r. 1895) i Marconiego (r. 1897) doprowadzają do zrealizowania radiokomunikacji przy zastosowaniu urządzeń wytwarzających drgania elektromagnetyczne gasnące. Powstają nadajniki o dużej mocy pracujące przeważnie w zakresie fal długich. Około roku 1910 zaczynają się zajmować radiokomunikacją pierwsi amatorzy. Szybko wzrastają ich zastępy. Na konferencji w Londynie w r. 1912 po raz pierwszy oficjalnie przyznano amatorom zakres fal poniżej 300 m. Dopuszczalna maksymalna moc nadajnika iskrowego wynosiła 1 kW. Jako odbiornik wykorzystywano wtedy zwykły detektor galenowy. W praktyce zasięg łączności amatorskich był niewielki. W USA powstaje w r. 1918 pierwsze stowarzyszenie amatorów-krótkofalowców — ARRL (American Radio Relay League) istniejące do dnia dzisiejszego. Zwiększenie zasięgu uzyskiwano przez kolejne przekazywanie depesz (relay).

Intensywniejszy rozwój radiokomunikacji przypada na okres I wojny światowej. Wynaleziona tuż przedtem lampa elektronowa znajduje zastosowanie w wielu dziedzinach telekomunikacji, a przede wszystkim w urządzeniach nadawczych i odbiorczych. W r. 1920 zostają uruchomione pierwsze duże nadajniki lampowe dla potrzeb państwowych. Amatorzy eksperymentują na przyznanych im falach w zakresie poniżej 100 m, uznanych wówczas za bezużyteczne dla łączności na duże odległości. Wytrwałość amatorów daje nieoczekiwane rezultaty. Okazało się, że fale krótkie umożliwiają nawiązanie łączności na znaczne odległości i to przy stosowaniu nadajników o stosunkowo małej mocy.

W dniu 26. II. 1923 r. zostaje zrealizowana pierwsza łączność transatlantycka pomiędzy Francją i USA na fali 110 m, a w rok później pierwsza łączność na maksymalną ziemską odległość Londyn — Nowa Zelandia.

W tym czasie stacje nadawcze zasilane były z baterii i pracowały wyłącznie w układach eksperymentalnych. Dzięki wytrwałym poczynaniom wielu radioamatorów na całym świecie poznany zostaje mechanizm propagacji fal krótkich i powstawania martwych stref, wpływ jonosfery itp. W wyniku tych odkryć nastąpiło niestety ograniczenie swobody pracy amatorskich radiostacji do zakresu wąskich pasm częstotliwości. Na zakresy fal krótkich wkraczają z dużą mocą coraz liczniejsze stacje państwowe. W tym okresie amatorzy posługują się prostymi nadajnikami, wykorzystując jako lampy nadawcze jedynie im dostępne popularne triody odbiorcze. W odbiornikach przeważa układ jedno lub dwuobwodowy z reakcją i dwoma stopniami wzmocnienia m. cz.

W r. 1930 pojawiają się pierwsze zasilacze sieciowe. Powstają problemy filtracji wyprostowanego prądu zmiennego — stąd historyczna ocena jakości tonu telegraficznego. W r. 1935 pojawiają się pierwsze na-

dajniki ze strojonym generatorem sterującym, umożliwiające nawiązanie łączności na wspólnej częstotliwości roboczej. Rozpowszechnia się stabilizacja kwarcowa generatorów. Wprowadzone zostają odbiorcze lampy sieciowe pośrednio żarzone prądem zmiennym oraz odbiorniki z przemianą częstotliwości (superheterodyny). Układy odbiorcze zyskują na czułości, selektywności i stabilności skalowania. Rozwój krótkofalarstwa postępuje szybko naprzód. Amatorzy osiągają doskonałe wyniki w pracy na pasmach 10 m i 6 m (top band). W urządzeniach nadawczych i odbiorczych wykorzystuje się układy z wymiennymi cewkami i stopniowo przechodzi się na przełączanie zakresów najczęściej za pomocą przełączników bębnowych. Nadajniki otrzymują obudowy szafkowe, a wytwórnie radiotechniczne dostarczają specjalnych lamp nadawczych małej mocy.

Po II wojnie światowej, dzięki dużym zasobom łatwo dostępnego sprzętu demobilowego i unowocześnieniu wielu dziedzin telekomunikacji, rozwój krótkofalarstwa staje się jeszcze bardziej dynamiczny. Po stronie nadawczej (nadajniki na ogół wielostopniowe) przeważa modulacja anodowa, pojawiają się obrotowe anteny kierunkowe (rotary beam), a w odbiornikach stosuje się podwójną przemianę częstotliwości. Powstają złożone układy VFO, rozbudowuje się układy manipulacji telegraficznej. W urządzeniach wykorzystuje się pomocnicze przekaźniki i złożone układy pomiarowo-kontrolne. Amatorzy opanowują zakresy fal ultrakrótkich, uzyskując szereg cennych osiągnięć, szczególnie w pasmach 144 MHz i 430 MHz. W ostatnich latach coraz więcej amatorów wykorzystuje system modulacji jednowstęgowej SSB, stanowiący prawdziwy przewrót w dziedzinie łączności fonicznej.

Wkład polskich amatorów w ogólnoświatowy rozwój krótkofalarstwa jest również poważny. Już około 1924 r. pojawiają się we Lwowie pierwsze radiostacje amatorskie (TPAR, TPBB, TPBF). W grudniu 1926 r. powstaje z inicjatywy inż. J. Ziembickiego (ex SP3AR) pierwsza polska organizacja krótkofalarska — Lwowski Klub Krótkofalowców. Ruch amatorski w kraju rozwija się szybko, a szeregi krótkofalowców stale się powiększają. Od 1928 r. LKK staje się sekcją międzynarodowej organizacji „International Amateur Radio Union".

W 1931 r. powstaje Polski Związek Krótkofalowców, który przejmuje od LKK prawa członkowstwa IARU. We Lwowie wydawano od roku 1929—1939 miesięcznik „Krótkofalowiec Polski". Coraz wieksza liczba polskich amatorów pracuje aktywnie nie tylko w zakresie fal krótkich, lecz również w zakresach UKF, co przy ówczesnym stanie sprzętu było dużym osiągnięciem.

W okresie ostatniej wojny światowej polscy amatorzy-krótkofalowcy wykorzystują swe umiejętności techniczne i operatorskie na wszystkich frontach walki z okupantem hitlerowskim. Po zakończeniu wojny krótkofalarstwo polskie było początkowo organizowane w Polskim Związku Krótkofalowców. Następnie w latach 1950 ÷ 1957 rozwijało się w szeregach Ligi Przyjaciół Żołnierza, aby w roku 1957 wrócić ponownie do reaktywowanego PZK. Ilość czynnych nadawców i nasłuchowców nieustannie wzrasta. Polscy amatorzy-krótkofalowcy uzyskują doskonałe wyniki na wszystkich pasmach fal krótkich, nie wyłączając pasm fal ultrakrótkich.

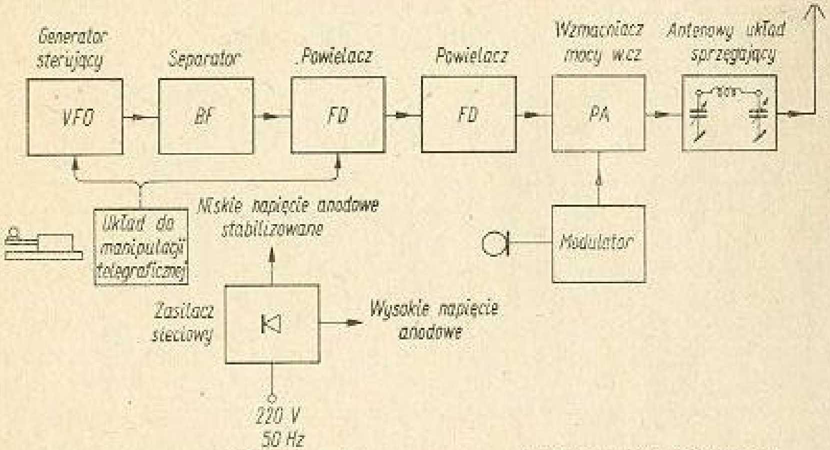
2. NADAJNIKI KRÓTKOFALOWE

2.1. Uwagi ogólne

Krótkofalowe urządzenie nadawcze jest częścią składową zespołu urządzeń służących do przekazywania informacji za pośrednictwem prądów o wielkiej częstotliwości.

Jakość techniczna urządzenia nadawczego jest pewnego rodzaju kartą wizytową nadawcy, według której ocenia się jego umiejętności fachowe i kulturę techniczną. Ogólny postęp techniczny i wzrastające trudności pracy w pasmach zatłoczonych przez setki radiostacji zwiększają wymagania techniczne stawiane amatorskim urządzeniom nadawczym. Czasy jednostopniowych nadajników samowzbudnych są już daleko za nami. W układach przeważają już rozbudowane do wielu stopni nadajniki.

Powszechnie stosowany dziś układ nadawczy przedstawiony jest schematycznie na rys. 2-1. Podstawowe drgania wielkiej częstotliwości



Rys. 2-1. Układ blokowy klasycznego nadajnika krótkofalowego

powstają w generatorze sterującym o zmieniającej się w sposób ciągły częstotliwości. Jest to tzw. VFO (variable frequency oscillator). Generator sterujący oddzielony jest od pozostałych stopni nadajnika tzw. separatorem. Separator, czyli stopień izolujący, zapobiega szkodliwym wpływom dalszych stopni nadajnika na pracę generatora sterującego. Po separatorze następują stopnie zwielokrotniające pierwotną częstotliwość, czyli powielacze. Następuje jednocześnie wzmocnienie energetyczne drgań. Wzmocnione i powielone do żądanej częstotliwości drgania sterują końcowy wzmacniacz mocy, który zasila obwody anteny. Antenę lub linię

zasilającą włącza się zwykle poprzez układ dopasowujący i filtrujący (pkt 3).

Układ nadawczy uzupełnia jeszcze w miarę potrzeby modulator m. cz. oraz układ do manipulacji telegraficznej. Poszczególne części układu nadawczego mogą być oczywiście mniej lub więcej rozbudowane, zależnie od potrzeb i wymagań.

Urządzenie nadawcze powinno odpowiadać następującym warunkom.

— Częstotliwość nośna nie może się zmieniać podczas pracy w granicach większych, niż to dopuszczają warunki dla radiostacji amatorskich; w szczególności zmiany te w ciągu trwania przeciętnej amatorskiej łączności (do pół godziny) muszą być małe.

— Skalowanie urządzenia nadawczego musi być dokładne. Zakres roboczych częstotliwości powinien być rozszerzony na całą skalę VFO, aby umożliwić korespondentowi dokładne dostrojenie się. W celu zapewnienia pracy we właściwych granicach pasma stałość skalowania częstotliwości w czasie musi być duża.

— Zmiana zakresów i częstotliwości powinna być możliwie prosta i łatwa do zrealizowania (ograniczona liczba manipulacji). Przy dostrajaniu VFO do stacji korespondenta nadajnik nie powinien dostarczać mocy w. cz. do obwodu anteny (włączone tylko zasilanie VFO).

— Częstotliwość nośna na wyjściu nadajnika musi być wolna od częstotliwości harmonicznych, pasożytniczych, przydźwięków itp. zakłóceń.

— Nadajnik powinien pracować z dobrą sprawnością i pełnym wykorzystaniem możliwości układu.

— Nadajnik powinien pracować poprawnie przy stosowaniu różnych rodzajów anten. Przede wszystkim musi być uwzględniona jego współpraca z niepromieniującymi liniami zasilającymi (linie symetryczne i koncentryczne).

— Praca nadajnika nie może wpływać na sąsiednie urządzenie telekomunikacyjne, np. na odbiorniki telewizyjne.

— Obwody zasilania nadajnika muszą być zabezpieczone przed przedostawaniem się energii w.cz. do sieci elektroenergetycznej.

— Nadajnik powinien być zbudowany z łatwo dostępnych, pewnych w działaniu i tanich elementów, a sama konstrukcja (elektryczna i mechaniczna) wykonana stabilnie z zachowaniem warunków bezpieczeństwa pracy i zapewnieniem osobistej wygody operatora.

Amatorskie urządzenia nadawcze wykonywane są najczęściej we własnym zakresie i samodzielnie. Jak dotychczas — mało jest jeszcze na rynku gotowych urządzeń nadawczych. Tym cenniejsze są tu osiągnięcia amatorów — konstruktorów, tym większa jest ich odpowiedzialność za stan techniczny i jakość emisji. Zabiegi o wysoką jakość posiadanego urządzenia nadawczego powinny być obowiązkiem i przedmiotem ambicji każdego krótkofalowca ze znakiem SP.

2.2. Generatory sterujące — VFO

Zagadnienia ogólne

Najbardziej istotną częścią urządzenia nadawczego jest bezsprzecznie generator sterujący (VFO). Obowiązujące przepisy radiokomunikacyjne oraz trudne warunki pracy w stosunkowo wąskich pasmach przyznanych

krótkofalowcom stawiają bardzo duże wymagania dla tego rodzaju urządzeń. Dość szeroko rozpowszechnione wśród amatorów odbiorniki komunikacyjne z wąskopasmowym filtrem kwarcowym zapewniają selektywność nie przekraczającą przy odbiorze telegrafii 200 Hz. W ciągu trwania przeciętnej łączności krótkofalowej częstotliwość drgań fali nośnej korespondenta nie powinna się zmienić o więcej jak 50 do 100 Hz; w przeciwnym bowiem razie zmienia się znacznie wysokość tonu odbieranego sygnału. Utrudnia to oczywiście odbiór i tak już silnie zakłócany przez stacje postronne pracujące na zbliżonych częstotliwościach, zmusza operatora stacji odbiorczej do przestrajania odbiornika w pogoni za zmieniającą się częstotliwością drgań fali nośnej. Spełnienie warunku dopuszczalnego odstrojenia 100 Hz zapewnia stabilność rzędu 0,001% dla pasma np. 14 MHz. W praktyce — tak wysoką stabilność może zachować amatorskie urządzenie nadawcze jedynie przez stosunkowo krótki przeciąg czasu, rzędu kilkunastu minut (z wyjątkiem układów ze stabilizacją kwarcową, mniej wygodnych w pracy z wielu korespondentami). Na szczęście przeciętny czas jednej łączności nie przekracza zwykle 10 do 30 minut, wobec czego warunek ten może być z powodzeniem spełniony.

Na stabilność częstotliwości generatora sterującego ma wpływ szereg czynników, które kolejno zostaną omówione.

Zmiany temperatury

Zmiana temperatury jest najczęstszą przyczyną niestabilności generatora sterującego. Wahania temperatury wpływają na zmianę parametrów elementów układu generatora, a przede wszystkim cewek i dławików oraz kondensatorów stałych i zmiennych. Występuje tu głównie zmiana rozmiarów podzespołu (wydłużanie się lub kurczenie okładzin kondensatora, odstępu między płytkami, średnicy i długości przewodów cewek itp.). Prócz tego pod wpływem wahań temperatury ulega zmianie stała dielektryczna materiału izolacyjnego kondensatorów stałych, przenikalność magnetyczna rdzeni cewek, a także oporność właściwa przewodów w układzie. Materiały, z których wykonane są części składowe, mogą poza tym ulegać wpływowi histerezy cieplnej, powodującemu nieodwracalne zmiany. Elementy obwodu strojonego generatora sterującego mogą być nagrzewane przez znajdujące się w ich najbliższym sąsiedztwie lampy elektronowe oraz w wyniku strat energii w.cz. prądu płynącego przez poszczególne elementy. Prądy wirowe i zjawisko naskórkowości wywierają szczególny wpływ na zmianę indukcyjności cewek. Natomiast zmiany temperatury otoczenia jako stosunkowo powolne mogą być w praktyce pominięte.

Obwód strojony generatora sterującego należy umieszczać z dala od wszelkich zmieniających się w czasie źródeł ciepła. Można tu stosować odgrody cieplne lub nawet umieszczać obwód w osobnym pudełku połączonym z współpracującą z nim lampą odcinkiem linii koncentrycznej (rys. 2-21). Niezłe wyniki zapewnia całkowite wypełnienie pudełka ekranującego obwód strojony watą szklaną. Idealnym rozwiązaniem byłoby oczywiście umieszczenie całości układu w termostacie. Jest to jednak rozwiązanie raczej niespotykane w konstrukcjach amatorskich.

Własne nagrzewanie się obwodu strojonego można zmniejszyć stosując układy mało obciążone prądami w.cz., powiększając średnicę przewodów i ich powierzchnię, stosując kondensatory o dużej powierzchni

i masie płytek. Dobre wyniki daje stosowanie elementów o małym współczynniku cieplnym. Skuteczna jest również kompensacja cieplna polegająca na włączaniu kombinacji elementów, głównie kondensatorów, o przeciwnych współczynnikach temperaturowych.

Przy bardzo wąskim zakresie częstotliwości, w jakim pracuje generator sterujący, uzyskuje się zupełnie dobrą stabilność temperaturową częstotliwości.

Odkształcenia mechaniczne

Ugięcia płyty montażowej generatora sterującego oraz jej drgania powodują zmienne odkształcenia mechaniczne elementów składowych i wsporników. Wadliwie umocowane osłony ekranujące powodują zmiany szczątkowych pojemności dodających się do pojemności obwodu. Drgania płyty mogą pochodzić od sieciowych transformatorów zasilających. Z tego względu zasilacz generatora sterującego należy umieszczać na osobnej podstawie. Cała konstrukcja mechaniczna podstawy powinna być sztywna, a elementy umocowane na grubych i masywnych wspornikach, możliwie z dala od ścianek osłonnych i powierzchni metalowych. Przewody łączące poszczególne części generatora powinny mieć dużą średnicę i być możliwie krótkie oraz dobrze umocowane (lutowanie). Lampa współpracująca z obwodem strojonym generatora powinna być mocno osadzona, a doprowadzenia do odpowiednich elektrod sztywno umocowane. Ośka napędowa kondensatora strojonego powinna być sprzężona z pokrętłem regulacyjnym poprzez elastyczne sprzęgło wykonane z materiału izolacyjnego.

Wpływ współpracującej lampy elektronowej

Zmiany parametrów lampy w stopniu generatora wpływają w znacznym stopniu na stałość generowanej częstotliwości. Najpoważniejszą z nich jest zmiana pojemności wewnątrzelektrodowych lampy. Pojemności te zmieniają się szczególnie tuż po włączeniu zasilania (ogrzewanie się wnętrza lampy do temperatury pracy). Trwa to przeciętnie około $20 \div 30$ minut od chwili włączenia. Na pojemność dynamiczną lampy mają również wpływ wartości prądów płynących w obwodach jej poszczególnych elektrod. W czasie nagrzewania się lampy prądy te zmieniają swe wartości i ustalają się dopiero po pewnym czasie. Duży wpływ na stałość częstotliwości wywiera prąd siatki. Zmiany prądu siatki powodują zmianę obciążenia obwodu, a więc i zmianę zawartości harmonicznych generowanych drgań. Jak wiadomo, stałość częstotliwości podstawowej uwarunkowana jest stałą i niewielką zawartością harmonicznych. Zmiany zawartości harmonicznych wynikają ponadto z wahań napięć zasilających lampę. Dlatego też napięcia te należy stabilizować; w praktyce wystarczy ograniczyć się do stabilizacji napięcia anodowego i siatki ekranującej. Zastosowanie stabilizatora neonowego jest w tym przypadku zupełnie wystarczające. Aby uzyskać małą zawartość harmonicznych stosuje się obwody strojone generatora o dużej dobroci, przy czym cały układ powinien pracować na granicy powstawania drgań, przy niewielkim obciążeniu obwodu drgań, z którego pobiera się energię do dalszych stopni nadajnika. Dla zmniejszenia wpływu zmieniającej się pojemności wewnętrznej lampy dobiera się słabe sprzężenie jej z obwodem drgań z dzielnika pojemnościowego lub indukcyjnego. Powszechnie stosuje się duże pojemności w obwodzie drgań generatora, ponieważ zmiany częstotliwości są odwrotnie proporcjonalne do zmian pojemności.

Na stałość częstotliwości wpływa także proces starzenia się lampy elektronowej (zmiana emisji, próżni, upływność itp.). Poprzez elementy sprzęgające daje się odczuć poza tym wpływ dalszych stopni nadajnika. W związku z tym zaleca się stosować lampy z minimalną pojemnością siatka—anoda, a więc pentody lub tetrody. Obecnie generator z reguły oddzielony jest od dalszych stopni separatorem często nawet w układzie wtórnika katodowego. Separator pracuje zawsze w klasie bez prądu siatki, aby nie obciążać generatora drgań. Wysokostabilne, nowoczesne generatory sterujące dostarczają napięcia użytecznego rzędu $3 \div 5$ V. Przy zastosowaniu separatora w układzie wtórnika katodowego możliwe jest wykorzystanie w stopniu generatora także triody; jest ona bardziej stabilna w pracy niż pentoda ze względu na mniejszą liczbę elektrod i obwodów zasilania. Najczęściej stosuje się nowoczesne podwójne triody typu ECC 81 lub ECC 85.

Obwody zasilające generator powinny być prawidłowo zaprojektowane pod względem filtracji i odsprzężeń. Z reguły pierwsze stopnie nadajnika zasilane są z osobnego zasilacza. Lampa generatora i obwód siatki sterującej lampy separatora objęte są wspólnym ekranem eliminującym zakłócenia i sprzężenia z pozostałymi stopniami nadajnika (szczególnie przy pracy bez powielania). Nieznaczny prąd siatki lampy generatora uzyskuje się bądź przez dobranie niewielkiego dodatniego sprzężenia zwrotnego, bądź stosowanie opornika upływowego siatki sterującej o dużej wartości, jak również dodatkowego obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego (najczęściej nieblokowany opornik katodowy).

2.3. Dobór elementów generatora sterującego

Kondensatory

W układzie generatora sterującego stosuje się kondensatory stałe i zmienne. Kondensatory zmienne to z zasady kondensatory powietrzne o pojemności nie większej, niż to wynika z pokrycia potrzebnego zakresu częstotliwości. Konstrukcja tych kondensatorów powinna uwzględniać znaczne odstępy między płytkami i osadzenie rotoru na bardzo stabilnych łożyskach. Należy dobierać kondensatory z łożyskami ślizgowymi (najlepiej stożkowymi) umożliwiającymi obracanie ich rotorem bez drgań i wstrząsów. Z tego też względu stosowanie kondensatorów z rotorami na łożyskach kulkowych jest mniej polecane. Ważnym szczegółem jest doprowadzenie uziemienia do obrotowej części kondensatora. Stosowane zazwyczaj płaskie sprężyny nie są tu idealnym rozwiązaniem ze względu na zanieczyszczające się styki. Doprowadzenia spiralne są zupełnie niedopuszczalne. Najlepszym rozwiązaniem jest wyprowadzenie uziemienia rotora krótkim odcinkiem licy w.cz. poprzez centrycznie rozwierconą ośkę części obrotowej. Doskonale nadają się także kondensatory spotykane w sprzęcie UKF, pracujące w ogóle bezstykowo. Płytki umocowane są w nich na pałeczkach kalitowych. Na takiej pałeczce obrotowej umocowane są płytki rotora, które przy obrocie wgłębiają się w dwa segmenty płytek statora, zmieniając w ten sposób pojemność kondensatora. Wadą tego typu kondensatorów jest ich niewielka pojemność i stąd pewne ograniczenie zakresu stosowalności w układach krótkofalowych (najczę-

ściej wykorzystuje się je w układzie oscylatora sterującego Clappa). Stator kondensatora zmiennego z reguły powinien być umocowany na izolatorach z małostratnego materiału (kalit).

Nagrzewanie się kondensatorów z izolacją powietrzną od płynących przez nie prądów wielkiej częstotliwości jest bardzo nieznaczne, stąd też i mały ich wpływ na niestabilność generatora. Większy wpływ natomiast

Tablica 2-1

Wartości współczynników temperaturowych dielektryków najczęściej stosowanych w kondensatorach stałych o niewielkiej pojemności

Współczynnik temperaturowy pojemności $TKE = \frac{C_{80} - C_{20}}{C_{20}\,\Delta\vartheta}$; $\Delta\vartheta = 80°C - 20°C = 60°C$

Oznaczenia radzieckie	
Barwa	TKE $10^{-6}\,\frac{1}{°C}$
czerwona	-700 ± 100
błękitna	-50 ± 30
szara	30 ± 30
granatowa	120 ± 30

Oznaczenia niemieckie (Hescho)		
Materiał	Barwa	TKE $10^{-6}\,\frac{1}{°C}$
Kalan	ciemnoniebieska	$120 \div 160$
Kalit	ciemnozielona	$120 \div 160$
Tempa S	zielona	$30 \div 50$
Tempa N	jasnożółta	$-20 \div -40$
Tempa T	czerwona	$-20 \div -50$
Kondensa N	brązowa	$-340 \div -380$
Kondensa F	jasnozielona	$-700 \div -740$
Kondensa C	pomarańczowa	$-700 \div -740$

Oznaczenia produktów krajowych z ceramiki kondensatorowej	
Barwa	TKE $10^{-6}\,\frac{1}{°C}$
czerwona	$-(700 \pm 100)$
pomarańczowa	$-(570 \pm 70)$
błękitna	$-(50 \pm 30)$
szara	$+(30 \pm 30)$
granatowa	$+(110 \pm 30)$

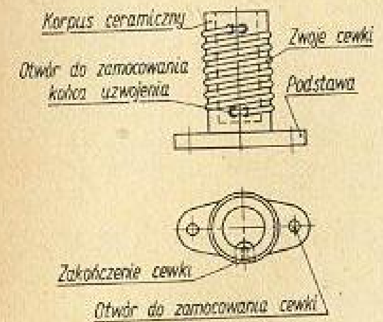
mają kondensatory o stałej pojemności współpracujące z kondensatorem zmiennym w każdym z zasady układzie generatora sterującego. Wpływ ten zależny jest od charakteru i wielkości współczynnika temperaturo-

wego (cieplnego) dielektryka. Najczęściej spotykane w kondensatorach stałych wysokojakościowe dielektryki można podzielić na dwie grupy. W jednej z nich pojemność zwiększa się przy wzroście temperatury, w drugiej natomiast — maleje. Wartości współczynników temperaturowych najczęściej stosowanych dielektryków podane są w tablicy 2-1.

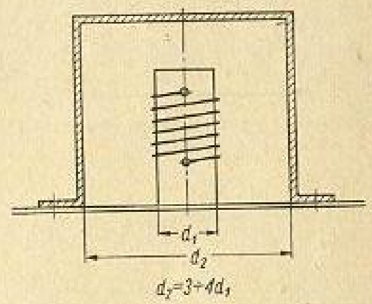
Dobierając odpowiednio kondensatory o różnych i przeciwnych współczynnikach cieplnych można osiągnąć prawie idealną niezależność wypadkowej pojemności od wahań temperatury. Do grupy, którą cechuje ujemny współczynnik cieplny, zalicza się np. condensa, kerafar, tempa T. Do grupy o dodatnich współczynnikach cieplnych należą: mika, kalit, steatyt, frequenta itp.

Cewki

W praktyce są one wykonywane przez amatorów zazwyczaj we własnym zakresie. Podobnie jak pojemność kondensatorów, tak i indukcyjność cewek uzależniona jest od temperatury. Dlatego cewkę nawija się przeważnie na małostratnym korpusie cylindrycznym (rys. 2-2) o możli-



Rys. 2-2. Konstrukcja stabilnej cewki VFO



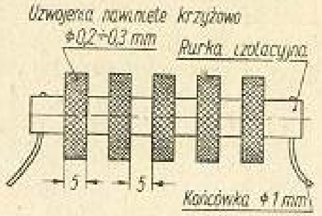
Rys. 2-3. Obudowa ekranująca stabilnej cewki VFO

wie nieznacznym współczynniku rozszerzalności liniowej pod wpływem temperatury. Stosuje się tu zwykle korpusy ceramiczne, najczęściej kalitowe. Cewki nawija się srebrzonym przewodem miedzianym o dość dużej średnicy na korpusie w stanie rozgrzanym (około 120°C), stosując silny naciąg. Po ostygnięciu — zwoje cewki kurczą się ściskając korpus i w ten sposób uzyskuje się wysoką stabilność podzespołu. Inna metoda wykonywania cewek polega na natryskaniu warstwy srebra w spiralne wyżłobienia korpusu i utwardzeniu całości przez wypalanie. Takie idealne wprost cewki można uzyskać jedynie z rozbiórki wybrakowanego sprzętu nadawczego. Stałość ich indukcyjności dochodzi do $10^{-4}/1°C$.

Cewki obwodu strojonego generatora sterującego są z zasady cewkami powietrznymi. Wszelkie rdzenie proszkowe lub ferrytowe cechuje znaczna zależność temperaturowa. Przy zastosowaniu cewki prawidłowo nawiniętej przewodem srebrzonym o właściwej średnicy ($0{,}8 \div 1{,}2$ mm dla $f = 3{,}5$ MHz) zmiany częstotliwości przy 1 MHz nie przekraczają $50 \div 100$Hz/1°C. Straty w takiej cewce nie są większe od $0{,}2 \div 0{,}5\%$ (rys. 2-3).

Dławiki

W obwodach zasilających generatory sterujące stosuje się powszechnie dławiki w.cz. W starszych układach wykonywano je przez krzyżowe nawinięcie na rurce izolacyjnej 4 ÷ 5 sekcji izolowanym przewodem miedzianym ⌀ 0,2 ÷ 0,25 mm (rys. 2-4). Indukcyjność stosowanych dła-



Rys. 2-4. Dławik wielkiej częstotliwości 2,5 mH

wików wynosi średnio 2,5 mH. Lepsze wyniki zapewniają stosowane ostatnio dławiki tzw. rezonansowe. Indukcyjność ich dobiera się tak, aby rezonans — uwzględniając pojemność montażową układu — wystąpił przy częstotliwości roboczej.

Innym rodzajem spotykanego ostatnio dławika jest dławik stosowany często w technice ultrakrótkofalowej. Na rurce z małostratnego materiału izolacyjnego o średnicy 15 ÷ 20 mm i długości około 60 mm nawija się (zwój przy zwoju) przewód izolowany o średnicy 0,2 mm. Całkowita długość przewodu wynosi $\frac{\lambda}{4}$ częstotliwości roboczej.

2.4. Układy przestrajanych generatorów sterujących

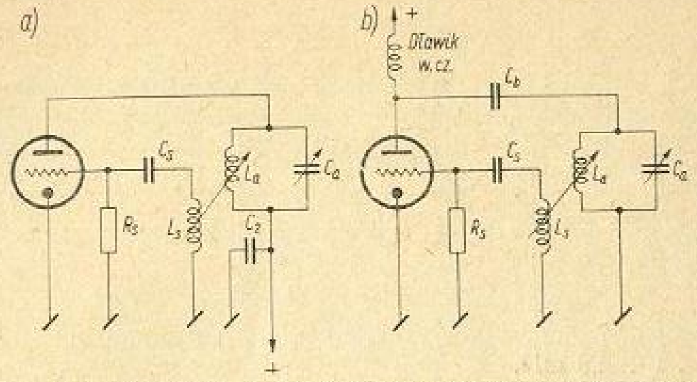
Warunkiem powstania drgań niegasnących w obwodzie generatora jest doprowadzenie do obwodu energii wystarczającej dla pokrycia zachodzących w nim strat. W tym celu obwód współpracuje z lampą w układzie wzmacniacza z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Przy zachowaniu warunku fazy i amplitudy powstają w obwodzie drgania ciągłe. Obwód drgań sprzężony jest z układem wzmacniacza: indukcyjnie, pojemnościowo, galwanicznie lub w dowolny sposób mieszany. Zgodnie z warunkami na stabilność częstotliwości, stopień wzmacniający jest bardzo słabo sprzężony z obwodem o dużej dobroci, a wzbudzenie następuje zaraz za punktem powstawania drgań.

Kolejno omówione teraz będą generatory sterujące najczęściej stosowane w nadajnikach amatorskich na zakres fal krótkich.

Generator ze sprzężeniem zwrotnym indukcyjnym transformatorowym

Jest to tzw. popularnie generator w układzie Meissnera (rys. 2-5a). Dawniej spotykany był on powszechnie w układach odbiorczych o bezpośrednim wzmocnieniu, dziś natomiast ma już znaczenie prawie historyczne, gdyż został wyparty przede wszystkim przez układy generatorów z dzielnikami pojemnościowymi. Układ Meissnera bardzo łatwo się wzbudza i jest prosty w wykonaniu i uruchomieniu. Dlatego stosuje się go

jeszcze często w odbiornikach z przemianą częstotliwości. Obie cewki (obwodu strojonego i sprzęgająca) nawinięte są na wspólnym korpusie w jednym kierunku. Obwód anodowy i siatkowy łączy się tak (krzyżując



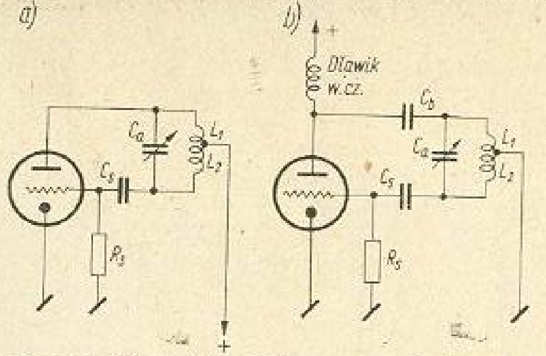
Rys. 2-5. Generator z indukcyjnym sprzężeniem zwrotnym transformatorowym: a) zasilanie szeregowe; b) zasilanie równoległe

doprowadzenia cewek), aby otrzymać przesunięcie fazy między napięciami poszczególnych obwodów równe 180°. Stopień sprzężenia obwodów, a więc i samo wzbudzenie reguluje się przez zmianę odległości między cewkami lub przez zmianę liczby zwojów cewki sprzęgającej. Obwód strojony może pracować nie tylko w obwodzie anodowym, lecz i siatkowym. W pierwszym przypadku otrzymuje się nieco większą stabilność przy wahaniach napięcia zasilającego. Lampę można zasilać prądem stałym w układzie szeregowym (rys. 2-5a) lub równoległym (rys. 2-5b). Zasilanie równoległe wymaga stosowania dodatkowego dławika w.cz. i kondensatora oddzielającego (5 000 ÷ 10 000 pF), który jednak izoluje obwód strojony od obwodu prądu stałego. Cewka sprzęgająca liczy zwykle $\frac{1}{5}$ liczby zwojów cewki obwodu strojonego. Układ R_s C_s ma za zadanie utrzymanie stałej amplitudy drgań, ustalonej wartością prądu siatki sterującej, przy czym na oporniku R_s uzyskuje się stałe ujemne napięcie siatki sterującej. Jest to więc prosty ogranicznik amplitudy.

Generator z indukcyjnym sprzężeniem zwrotnym autotransformatorowym

Jest to układ trzypunktowy, znany pod nazwą generatora Hartleya (rys. 2-6). Cewka strojonego obwodu generatora rozdzielona jest na dwie części: L_1 i L_2. Zasilanie anodowe (w układzie z zasilaniem szeregowym) włączane jest w punkcie znajdującym się na potencjale zerowym dla prądów w.cz. Stopień sprzężenia można regulować przez przesuwanie odczepu cewki. Przy przesuwaniu odczepu w stronę anody stopień sprzężenia wzrasta. Zwykle odczep znajduje się w odległości $\frac{1}{3} \div \frac{1}{4}$ liczby zwojów od strony siatki sterującej. Dzięki silnemu sprzężeniu w układzie generator ten pewnie pracuje także w zakresie UKF. Zaletą układu jest jego prostota i pewność działania. Obecnie spotyka się jego odmianę w układzie generatora ECO. Kondensator siatkowy o pojemności 50 ÷

÷ 200 pF powinien wykazywać małą oporność dla prądów w.cz. i oddzielać obwód siatki sterującej od wysokiego potencjału stałego napięcia

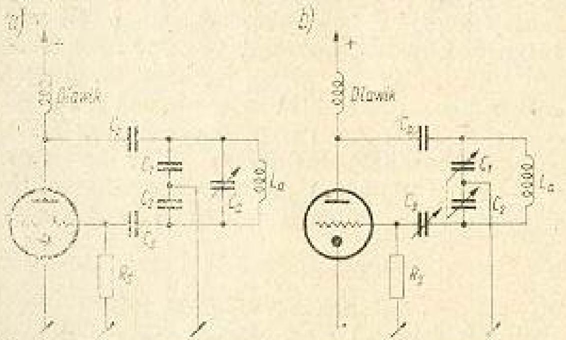


Rys. 2-6. Generator z indukcyjnym sprzężeniem zwrotnym autotransformatorowym: a) zasilanie szeregowe; b) zasilanie równoległe

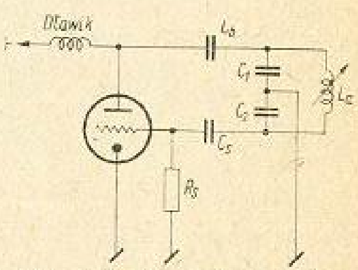
zasilającego. Opornik siatkowy często bywa oddzielony od siatki dławikiem w.cz. 1 ÷ 2,5 mH.

Generator z pojemnościowym dzielnikiem sprzężenia zwrotnego

Układ tego generatora jest bardzo podobny do poprzednio opisanego, jedynie sprzężenie zwrotne odbierane jest tu z dzielnika utworzonego z pojemności (rys. 2-7). Pojemności te mogą stanowić jednocześnie wy-



Rys. 2-7. Generator z pojemnościowym dzielnikiem sprzężenia zwrotnego: a) z dzielnikiem stałym; b) z dzielnikiem z podwójnego kondensatora strojeniowego



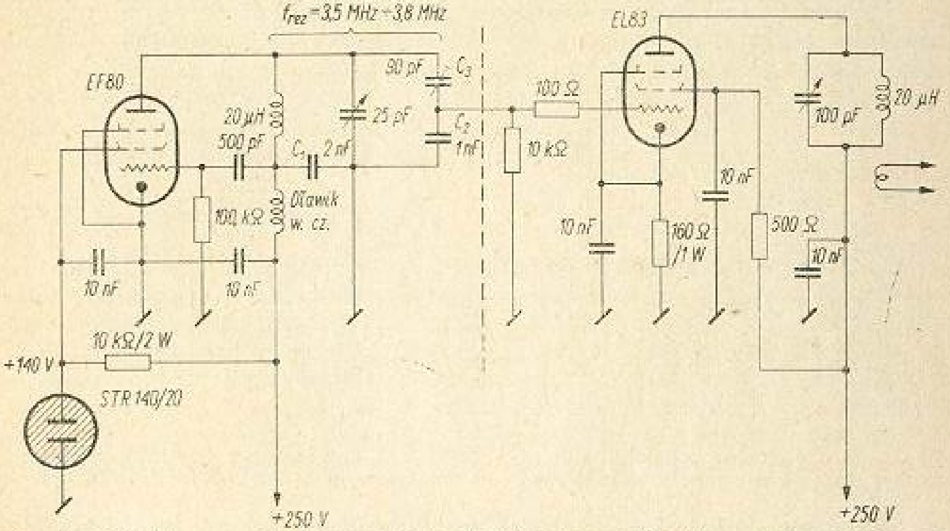
Rys. 2-8. Generator z pojemnościowym dzielnikiem sprzężenia zwrotnego, strojony wariometrem

padkową pojemność obwodu strojonego. Stopień sprzężenia zwrotnego reguluje się przez zmianę wzajemnego stosunku pojemności. Zwykle pojemność kondensatora C_1 jest około 5 razy większa od pojemności kondensatora C_2. Układ generatora odznacza się bardzo dużą stabilnością dzięki zastosowaniu kondensatorów stałych dzielnika o dość znacznej pojemności, nie wywierających większego wpływu na jakość obwodu drgań. Pojemności C_{sk} i C_{sa} lampy niewiele wpływają na obwód, ponieważ są zabocznikowane pojemnościami większymi od pojemności wewnętrznych lampy.

Ze względu na stabilność częstotliwościową układ ten jest najczęściej stosowany i to w różnych wariantach. Spotykany jest również układ generatora z podwójnym kondensatorem strojeniowym (rys. 2-7b). Ze względu na jednakowe pojemności obu sekcji tego kondensatora stopień

sprzężenia reguluje się dodatkowym kondensatorem zmiennym C_3 (10 ÷ 50 pF). Spotykane są także układy ze stałym dzielnikiem pojemnościowym (rys. 2-8), w których zmianę częstotliwości obwodu drgań uzyskuje się przez zmianę indukcyjności dowolnym sposobem (ruchomy wariometr z cewkami powietrznymi). W układzie z rys. 2-7b można zastosować kondensator strojeniowy obwodu z uziemionym rotorem, co jest nawet wygodne pod względem konstrukcyjnym.

Rys. 2-9 ilustruje jedno z praktycznych rozwiązań generatora z dzielnikiem pojemnościowym (nazywanego także generatorem Colpittsa),



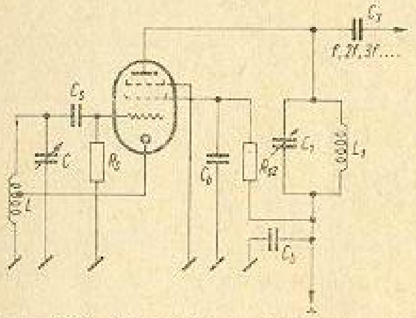
Rys. 2-9. Praktyczny układ generatora sterującego w układzie z pojemnościowym dzielnikiem sprzężenia zwrotnego

pracującego w zakresie częstotliwości 3,5 ÷ 3,8 MHz. Stopień sprzężenia zwrotnego wynosi około $\frac{1}{20}$. Generator współpracuje z separatorem pracującym w klasie A. Dla zapewnienia dobrej stabilności układu, siatka ekranująca lampy generatora zasilana jest napięciem stabilizowanym (stabilizator jonowy STR/140-20). Zasilanie obwodu anodowego odbywa się od strony obwodu o niższym napięciu w.cz. Separator sprzężony jest z generatorem przez dodatkowy dzielnik pojemnościowy utworzony z powietrznego kondensatora dostrojczego C_3 oraz kondensatora stałego C_2.

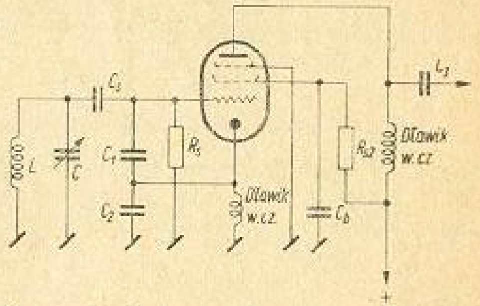
Generatory o sprzężeniu w obwodzie katody

Układ ten, znany pod nazwą ECO (electron coupled oscillator), może pracować z dzielnikiem autotransformatorowym lub pojemnościowym podobnie jak omówione poprzednio układy. Jest on bardzo wygodny, gdyż można stosować w nim kondensator strojeniowy z uziemionym rotorem. Prócz tego napięcie w.cz. generatora pracującego ze sprzężeniem w obwodzie katody może być wzmocnione i wydzielone na dodatkowym obwodzie strojonym w anodzie przez działanie wspólnego strumienia elektronów wewnątrz lampy. W przypadku stosowania pentody w stopniu generatora, siatka ekranująca odgrywa rolę jego anody. Obwód anodowy jest dość dobrze separowany od obwodu generatora i możliwe jest również uzyskanie powielenia częstotliwości już w pierwszym stopniu nadaj-

nika. Obwód anodowy dostrojony jest wówczas do częstotliwości drugiej harmonicznej. Ten rodzaj pracy zalecany jest jedynie w bardzo prostych nadajnikach, a to ze względu na szkodliwy dla stabilności częstotliwości wpływ zmian i wahań prądu anodowego, jakie powstają przy strojeniu obwodu anodowego (zmiany oporności dynamicznej obwodu). Dlatego poprawny układ generatora sterującego posiada anodowy obwód aperiodyczny, w postaci dławika w.cz. Wymaga jednak stosowania lampy o bardzo dobrej izolacji katoda—włókno grzejnika. Ponieważ katoda znajduje się pod napięciem w.cz., możliwe jest zatem występowanie w razie pogorszonej izolacji modulacji częstotliwością 50 Hz. Odczep dzielnika autotransformatorowego wykonuje się na wysokości $\frac{1}{4} \div \frac{1}{5}$ liczby zwojów od strony ziemi (rys. 2-10).

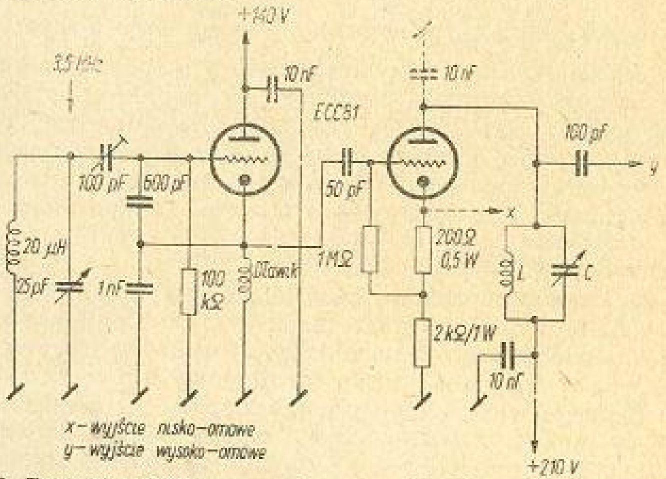


Rys. 2-10. Generator z dzielnikiem indukcyjnym w obwodzie katodowym



Rys. 2-11. Generator z dzielnikiem pojemnościowym w obwodzie katodowym

Znacznie lepszy od dzielnika indukcyjnego jest w tym układzie dzielnik pojemnościowy — rys. 2-11. Pojemności dynamiczne lampy generatora włączone są wtedy równolegle do stosunkowo dużej pojemności kondensatora dzielnika.



Rys. 2-12. Generator ECO z separatorem w układzie wtórnika katodowego

Jedno z najlepszych rozwiązań reprezentuje układ generatora z dzielnikiem w obwodzie katody i wykorzystaniem wtórnika katodowego

(rys. 2-12). Obwód strojony jest bardzo mało obciążony znacznie zwiększoną w stosunku do normalnego układu opornością wejściową wtórnika. Przesterowanie lampy współpracującej z obwodem jest utrudnione ze względu na znaczną dynamikę układu wtórnikowego, separację zaś osiąga się już w pierwszej lampie nadajnika, jeśli zastosuje się podwójną triodę. Drugą bowiem triodę zabiera dodatkowy wtórnik separujący, który pozwala uzyskać użyteczny sygnał na niewielkiej oporności wyjściowej.

Wadą tego układu, co zresztą cechuje większość wysokojakościowych generatorów, jest niewielkie napięcie wyjściowe, rzędu 0,2 V $\div$ 1 V.

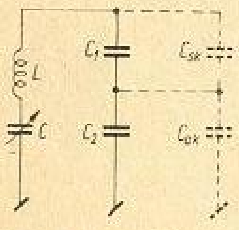
W układach generatorów ECO można wykorzystać tylko te pentody, w których wyprowadzona jest na zewnątrz siatka trzecia. Jest ona najczęściej uziemiana. Generatory o sprzężeniu pojemnościowym w obwodzie katody są często stosowane w prostych nadajnikach. Dzięki nim można łatwo uzyskać stosunkowo znaczne napięcie sterujące w.cz. o dostatecznej stabilności przy niewielkim nakładzie środków technicznych (elementów, stopni wzmocnienia).

Generator o układzie Clappa

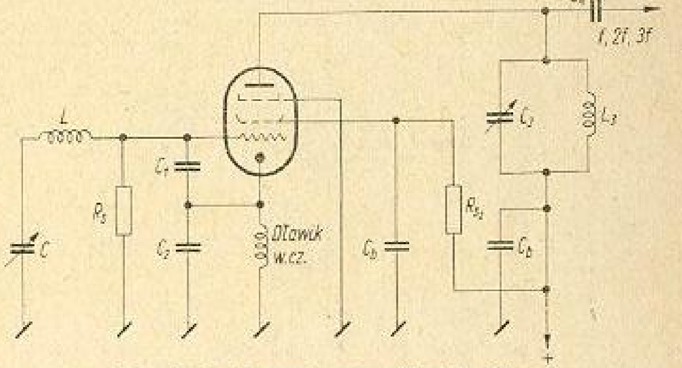
Jest on odmianą generatora o sprzężeniu pojemnościowym w obwodzie katodowym, a zarazem jednym z najstabilniejszych układów generatorów sterujących. Znajduje ostatnio zastosowanie w większości nadajników amatorskich. W szereg z cewką obwodu strojonego włączony jest od strony ziemi niewielki kondensator zmienny. Obwód strojony jest bardzo słabo sprzężony z lampą. Ze względu na małą pojemność kondensatora strojeniowego zwiększa się indukcyjność obwodu, a zatem i dobroć obwodu strojonego, ponieważ:

$$Q_{obw} = \frac{L}{C\,R}$$

Jak wiadomo, ze wzrostem dobroci obwodu polepsza się stabilność generowanej częstotliwości. Kondensatory dzielnika pojemnościowego i kondensator strojeniowy są połączone szeregowo, zatem pojemność wy-



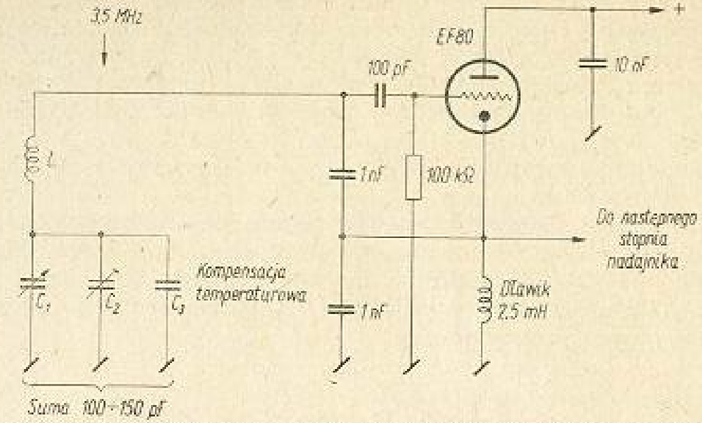
Rys. 2-13. Podłączenie pojemności wewnętrznych lampy do obwodu strojonego generatora Clappa



Rys. 2-14. Generator w układzie Clappa

padkowa jest zawsze mniejsza od najmniejszej z zastosowanych pojemności (rys. 2-13, rys. 2-14). Ponadto pojemności wewnętrzne lampy C_{sk} i C_{ak} przyłączone są równolegle do znacznych pojemności dzielnika (zwykle 2 × 1000 pF) — rys. 2-15. Wpływ zmian pojemności dynamicznych

lampy może więc być pominięty. Dzięki temu, oraz ze względu na sprzężenie lampy z obwodem w punkcie o niewielkiej oporności dla prądu w.cz., można uzyskać wysoką stabilność układu. Generator odznacza się



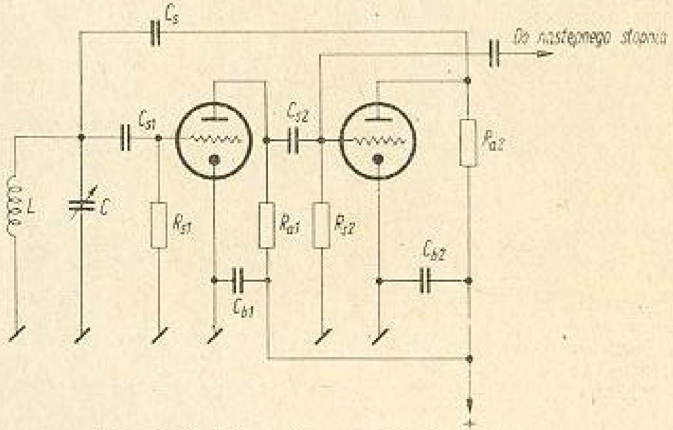
Rys. 2-15. Generator w układzie Clappa z wyjściem z obwodu katody (układ praktyczny)

także niewielką zawartością harmonicznych, co sprzyja warunkom stabilności częstotliwościowej.

Wadą układu jest niewielkie napięcie wyjściowe pobierane najczęściej z dławika umieszczonego — jak zwykle w układach z pojemnościowym dzielnikiem sprzężenia — w obwodzie katody — rys. 2-14. Zakres przestrajania częstotliwości generatora jest stosunkowo wąski.

Generator w układzie z ujemną opornością w obwodzie sprzężenia zwrotnego — generator Franklina

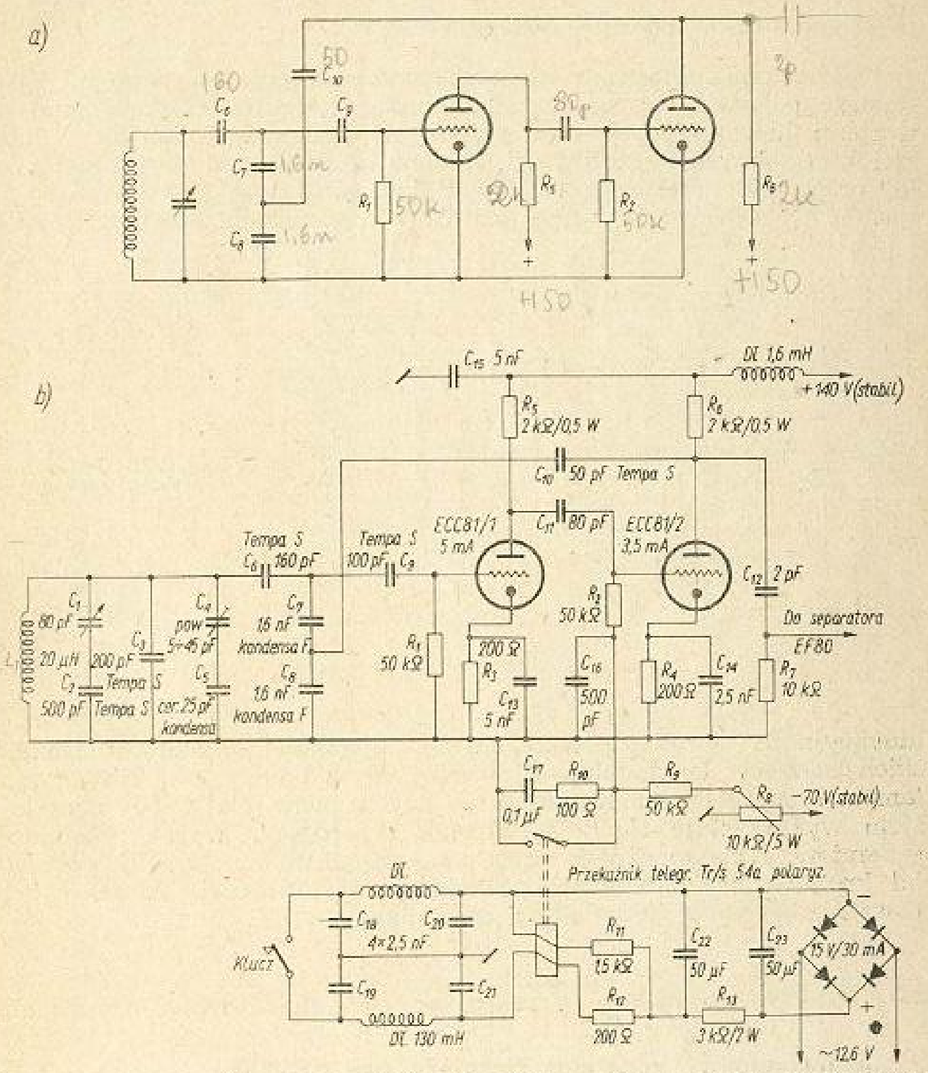
W układzie tym wykorzystuje się wzmacniacz dwustopniowy, przy czym prawa trioda (rys. 2-16) powoduje przesunięcie fazy o 180°. Wzmoc-



Rys. 2-16. Generator w układzie Franklina

nione i przesunięte w fazie napięcie podane zostaje ponownie do obwodu siatki sterującej lewej triody. Punkt wzbudzenia reguluje się w szero-

kich granicach zmianą pojemności kondensatora C_s. Lampy są bardzo słabo sprzężone z obwodem drgań z powodu znacznego wzmocnienia układu lampowego (iloczyn wzmocnień poszczególnych triod). Słabe sprzężenie z obwodem oraz niewielka pojemność C_s zapewniają dużą stabilność. Wskazane jest stosowanie w obwodzie strojonym dużej wartości pojemności, kompensowanej cieplnie. Zaletą układu jest łatwość powstawania oscylacji oraz prostota regulacji. Układ pracuje zadowalająco jedynie w zakresie mniejszych częstotliwości zakresu krótkofalowego.



Rys. 2-17. Układ praktyczny generatora Franklin — Clapp: a) układ zasadniczy; b) schemat szczegółowy

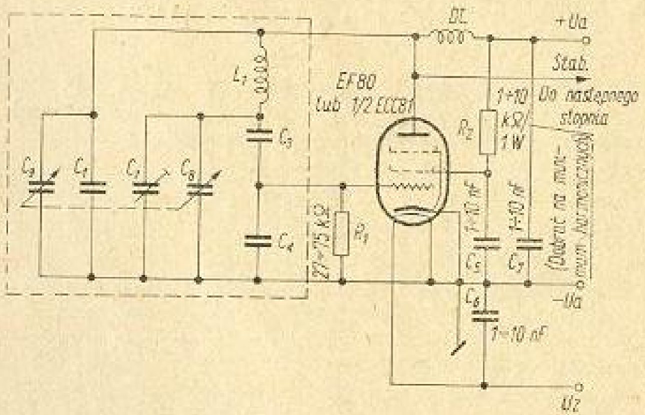
W przypadku większych częstotliwości (do 20 MHz) zamiast oporników anodowych w poszczególnych stopniach, należy stosować dławiki w.cz. Omawiany generator pracuje najczęściej, jak większość zresztą genera-

torów, w zakresie 3,5 MHz. Napięcie sterujące odbierane jest z tego punktu układu, w którym nie przejawia się oddziaływanie na obwód drgań generatora.

Praktycznie wykonany układ tego typu generatora sterującego, wykorzystującego podwójną triodę ECC81, przedstawiony jest na rys. 2-17b. Generator pracuje tu w układzie z dzielnikiem pojemnościowym; jest to więc układ mieszany Franklina-Clappa. Napięcie wyjściowe niewielkie (około 1,2 V). Stałość częstotliwości osiąga wartość większą od 10^{-4}.

Generator w układzie Tesla-Vackar

Układ ten opracowany niedawno przez czechosłowackiego inżyniera Vackara odznacza się znaczną stabilnością częstotliwości przy małej zawartości harmonicznych oraz stałym napięciem wyjściowym w dość szerokim zakresie częstotliwości. Zmiana częstotliwości przy długotrwałej pracy nie przekracza 0,002%. Układ generatora przedstawiono na rys. 2-18. Zastosowano w nim podwójny kondensator zmienny. Wartości



Rys. 2-18. Generator Tesla-Vackar

indukcyjności cewek i poszczególnych pojemności układu dla amatorskich zakresów krótkofalowych podane są w tablicy 2-2. Zastosowana lampa: typu EF 80 lub ECC 81. Przy użyciu podwójnej triody drugi system wykorzystuje się jako wtórnik separujący. Wysoka stabilność generatora Tesla umożliwia pracę we wszystkich amatorskich pasmach fal krótkich bez stosowania powielaczy częstotliwości. Właściwość ta poważnie ogranicza liczbę stopni nadajnika.

2.5. Praktyczne układy przestrajanych generatorów sterujących

Jednolampowy generator sterujący (wg SP5AFL)

Układ ten, wykorzystujący jedną podwójną lampę typu ECF 82 (rys. 2-19), pracuje w układzie Clappa z dostateczną stabilnością. Stosując jako C_2 i C_3 powietrzne kondensatory dostrojcze uzyskuje się prawie zupełną niezależność częstotliwości od zmian temperatury. Zakres 3,5 MHz dobiera się za pomocą dodatkowo włączonego kondensatora C_3,

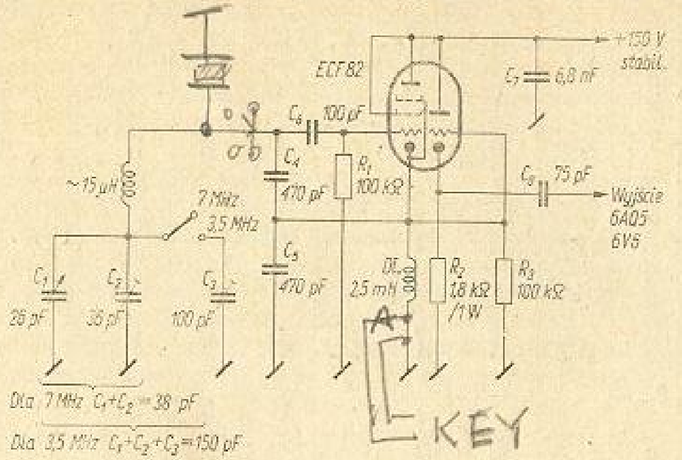
Tablica 2-2

Wartości indukcyjności cewek i pojemności kondensatorów układów generatora Vackar'a

Zakres MHz	L_1 µH	Ilość zwojów	Średnica przewodu mm	Strojenie jednym kondensatorem C_3					Strojenie podwójnym kondensatorem C_3 — C_9				
				C_1 pF	C_2 pF	C_3 pF	C_4 pF	C_8 pF	C_1 pF	C_2 pF	C_3 pF	C_4 pF	C_9 pF
1,8—2,0	25,0	46	0,25	365	30	4800	470	250	500	25	5000	580	115
3,5—3,8	13,0	33	0,32	285	20	2600	250	125	245	12	2350	235	70
7,0—7,15	7,0	24	0,50	140	10	1470	130	11,0	134	7	1250	125	7
14,0—14,35	3,5	17	0,65	68	5	700	68	11,0	62	3	600	57	7
21,0—21,45	2,5	14	0,80	44	3	475	37	5,5	41	2	350	33	5
28,0—29,7	1,7	12	1,0	31	2	300	20	11,5	26	2	210	21	7

Średnice cewek 15 mm. W tablicy podano wartość pojemności tylko jednej sekcji podwójnego kondensatora C_3 — C_9.

a zakres 7 MHz — po odłączeniu kondensatora C_3 — za pomocą kondensatora C_2. Pozostałe kondensatory C_4 i C_5 są mikowe, a C_6, C_7, C_8 — ceramiczne. Cewkę L strojonego obwodu generatora nawija się drutem

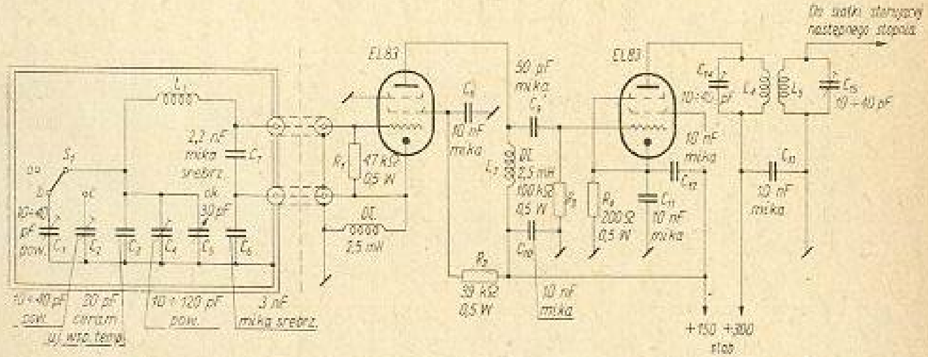


Rys. 2-19. Praktyczny generator sterujący (wg SP5AFL)

miedzianym srebrzonym o średnicy 1 mm na korpusie ceramicznym o średnicy 30 mm. Długość uzwojenia 40 mm, liczba zwojów 30, indukcyjność około 15 µH.

Generator sterujący z wydzielonym obwodem strojonym (wg The radio amateur handbook 1953 r. oraz SP5FM)

Układ tego generatora (rys. 2-20) z obwodem strojonym szeregowo i dzielnikiem pojemnościowym (Clapp) obejmuje dwie oddzielne części



Rys. 2-20. Generator sterujący z wydzielonym obwodem strojonym (wg SP5FM)

połączone z sobą odcinkiem kabla dwuprzewodowego w ekranie, lub dwoma odcinkami normalnego kabla koncentrycznego. W pierwszej części (zamkniętej w ekranującym pudełku) znajduje się obwód strojony. Na zewnętrznej ściance pudełka umieszczone są skala częstotliwości generatora oraz pokrętła kondensatorów zmiennych i przełącznika zakresów. W drugim pudełku (lub nawet w obudowie samego nadajnika)

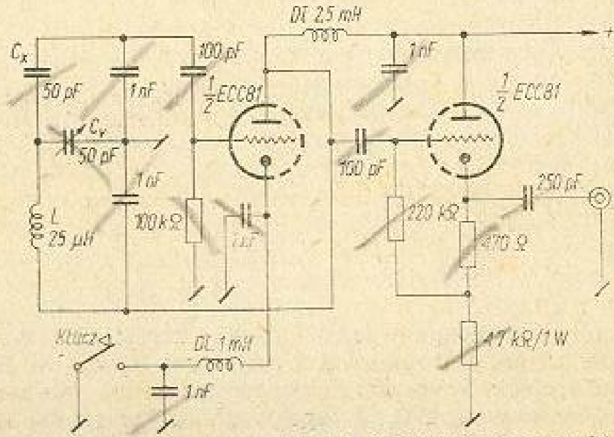
umieszczone są lampy i układ związanych z nimi elementów (dławiki w.cz., oporniki, kondensatory stałe itp.). Dzięki takiej konstrukcji podatny na zmiany temperatury obwód strojony odsunięty jest od wpływu rozgrzanych lamp, co w rezultacie wydatnie zwiększa stabilność pracy generatora sterującego, a ponadto umożliwia wygodne umieszczenie VFO na stole operatora w pobliżu odbiornika. Pełna izolacja polietylenowa koncentrycznych kabli łączących obie te części zapewnia stałość pojemności przy zginaniu. Długość kabli może dochodzić do 10 m. Przy długości około 3 m układ generatora nie wymaga żadnych zmian elementów dzielnika pojemnościowego.

Dla uzyskania dużej dobroci stosunek średnicy cewki obwodu strojonego do długości uzwojenia wynosi 1 : 1, sama zaś cewka oddalona jest od mas metalowych na odległość równą przynajmniej dwom średnicom. Cewka liczy 70 zwojów drutu ϕ 0,3 mm w emalii, nawiniętych jednowarstwowo zwój przy zwoju na korpusie kalitowym o średnicy 24 mm. Długość uzwojenia: 25 mm. Kondensator C_3 jest odpowiednio dobrany dla uzyskania kompensacji cieplnej obwodu.

Pełny obwód kondensatora C_5 (pozycja c przełącznika zakresów) pokrywa zakres częstotliwości 1750 ÷ 1800 kHz, który po powieleniu wynosi 3500 ÷ 3600 kHz. W pozycji b przełącznika włączony zostaje zakres 1800 ÷ 1850 kHz (3600 ÷ 3700 kHz), a w pozycji a — zakres 1850 ÷ 1900 kHz (3700 ÷ 3800 kHz).

W układzie zastosowano lampy typu EL 83 o znacznym nachyleniu charakterystyki. Lampa generatora pracuje z obniżonym napięciem anodowym i siatki ekranującej, co polepsza stabilność. Zastosowano układ Clappa z dławikiem w obwodzie katody. Podobny dławik znajduje się w obwodzie anodowym. Niewielkie napięcie wyjściowe generatora wzmocnione jest przez separator pracujący przy pełnym napięciu anodowym. W obwodzie anodowym seperatora znajduje się dostrojony do zakresu 3500 ÷ 3800 kHz filtr pasmowy składający się z cewek L_4 i L_5 oraz kondensatorów C_{14} i C_{15}.

Cewki te liczą po 40 zwojów drutu ϕ 0,3 mm w emalii, nawiniętych jednowarstwowo na korpusie ceramicznym o średnicy 20 mm. Odstęp między cewkami wynosi 3 mm. Cewki umieszczone są współosiowo.



Rys. 2-21. Generator w układzie Tesli wykonany praktycznie przez W9TO

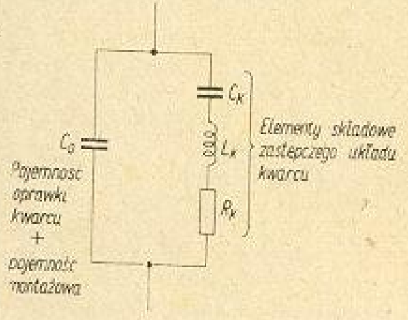
Generator sterujący w układzie Vackara (wg W9TO)

Zaletą generatora typu Vackar w porównaniu ze zwykłym generatorem Clappa jest prawie stała amplituda napięcia wyjściowego przy pokryciu zakresu częstotliwości w stosunku 2,5 : 1 (1,2 : 1 dla generatora Clappa). Wykorzystuje się w nim jedną z triod podwójnej lampy typu ECC 81 (rys. 2-21). Generator pracuje w zakresie pasma 3,5 MHz na częstotliwości ustalanej kondensatorem C_v. Krytyczny jest tu dobór kondensatora szeregowego C_x ze względu na jakość sygnału przy bezpośrednim kluczowaniu generatora; najodpowiedniejszym jest kondensator mikowy srebrzony.

Generator Vackara cechuje bardzo dobra stabilność przy prawidłowo przebiegającym kluczowaniu. Napięcie wyjściowe w.cz. jest rzędu 1,2 V. Generator wraz z wyjściowym separatorem (druga trioda lampy ECC 81) zasilany jest napięciem stabilizowanym 225 V.

2.6. Generatory ze stabilizacją kwarcową

W generatorach z kwarcową stabilizacją częstotliwości wykorzystuje się zjawisko rezonansu elektromechanicznego. Płytkę kwarcu, odpowiednio uformowaną przez cięcie i szlifowanie, umieszcza się między dwiema płytkami metalowymi, bądź też napyla się ją obustronnie warstewką srebra. Po doprowadzeniu napięcia zmiennego do płytek metalowych lub do posrebrzonych powierzchni kwarcu, układ zaczyna drgać mechanicznie, osiągając największą amplitudę drgań w chwili, gdy częstotliwość zasilająca jest w rezonansie z częstotliwością drgań własnych kwarcu. Własne drgania mechaniczne płytki kwarcu zależą przede wszystkim od jej geometrycznych wymiarów i nie pozwalają na płynne przestrajanie. Zmianę częstotliwości drgań własnych kwarcu osiąga się jedynie przez ponowne szlifowanie jego płaszczyzn. Drgającą płytkę kwarcu można porównać z elektrycznym obwodem strojonym (rys. 2-22).



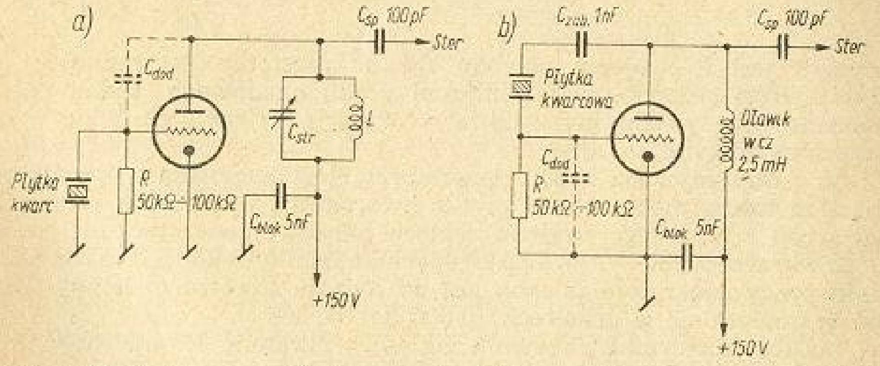
Rys. 2-22. Układ zastępczy elementu kwarcowego

Dobroć takiego obwodu osiąga wartości rzędu dziesiątków tysięcy. Stabilność częstotliwości generatora kwarcowego jest lepsza od 10^{-6} i przy odpowiednim kącie cięcia kryształu zależność od zmian temperatury nie przekracza kilku herców na 1°C. Z tego względu kwarcową stabilizację krótkofalowych generatorów sterujących można uznać za niezwykle prostą i skuteczną. Jedynym „ale" powodującym, że ostatnio ten rodzaj

stabilizacji urządzeń amatorskich wychodzi z użycia, jest niemożliwość płynnej zmiany częstotliwości w zakresie pasma.

Można to uczynić jedynie przez wymianę danej płytki kwarcowej na inną. Tu jednak wyrasta dodatkowa trudność: płytki kwarcowe są materiałem deficytowym i dla kieszeni amatorskich zbyt kosztownym. Dlatego też stabilizacja kwarcowa znalazła zastosowanie przede wszystkim w ultrakrótkofalowym sprzęcie nadawczym, oraz wyjątkowo w bardzo prostych krótkofalowych nadajnikach amatorskich. Ostatnio wykorzystywane są generatory kwarcowe w złożonych układach generatorów sterujących, których działanie oparte jest na procesie mieszania częstotliwości.

Podstawowe układy lampowe generatorów kwarcowych przedstawione są na rys. 2-23. Układ z rys. 2-23a, to klasyczny układ Pierce'a,



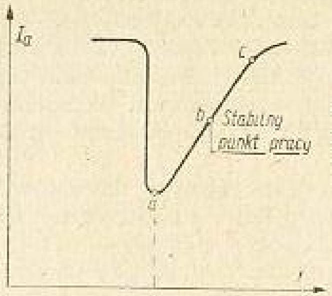
Rys. 2-23. Podstawowe układy generatorów kwarcowych: a) układ Pierca z kwarcem w obwodzie siatka-katoda; b) układ z kwarcem w obwodzie siatka-anoda

w którym element kwarcowy włączony jest między siatkę sterującą i katodę lampy współpracującej. W obwodzie anodowym znajduje się obwód strojony, a elementem sprzężenia zwrotnego jest pojemność wewnętrzna lampy C_{as}. W przypadkach gdy pojemność ta jest niewielka, zwiększa się ją przez równoległe włączenie odpowiedniego kondensatora. Trzeba przy tym zachować ostrożność, aby nie spowodować przeciążenia płytki kwarcowej nadmierną amplitudą drgań, a tym samym nieodwracalnego zniszczenia tego kosztownego elementu stabilizacyjnego. Stosowane przez amatorów płytki kwarcowe dopuszczają przepływ prądu w.cz.: 150 mA — 3,5 MHz, 100 mA — 1,4 MHz i 50 mA — 28 MHz w sposób ciągły bez szkodliwych wpływów. Nadmierne obciążenie płytki kwarcowej prowadzi do pogorszenia się cech stabilizacyjnych układu. Dla kontroli prądu płynącego przez płytkę kwarcową wskazane jest włączenie w szereg z nią małej (karzełkowej) żarówki od latarki. Z jasności żarzenia się włókna żarówki można wnioskować o wartości prądu w.cz.

Obwód strojony włączony w obwód anodowy lampy powinien w tym układzie przedstawiać oporność o charakterze indukcyjnym. Dostrojony jest zatem do częstotliwości trochę większej od częstotliwości rezonansowej odpowiadającej minimum składowej stałej prądu anodowego. Właściwe dostrojenie ilustruje rys. 2-24. Strojenie obwodu anodowego realizuje się przy obserwacji składowej stałej prądu anodowego lampy gene-

ratora. Stabilny punkt pracy leży nieco na prawo od największego minimum prądu anodowego (punkt *b*).

W układzie z rys. 2-23b element kwarcowy włączony jest między anodę i siatkę sterującą współpracującej lampy. Warunkiem powstania

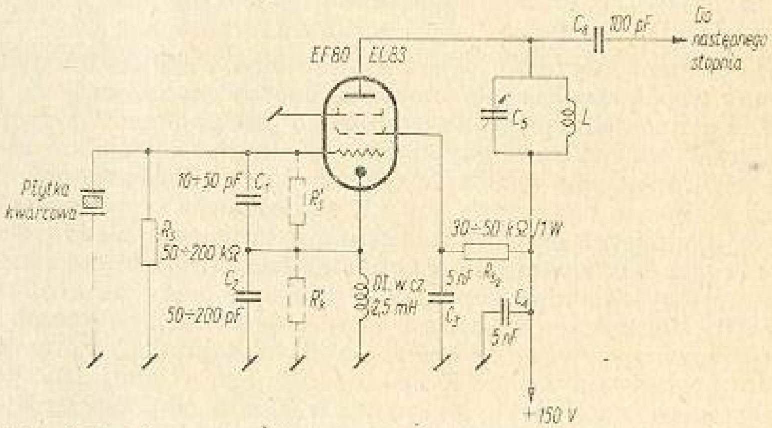


Rys. 2-24. Zmiany składowej stałej prądu anodowego przy dostrajaniu obwodu anodowego generatora kwarcowego

oscylacji jest dostrojenie obwodu *LC* do częstotliwości mniejszej od częstotliwości rezonansowej minimum prądu anodowego. Układ ma tę zaletę, że pracuje poprawnie także w układzie z dławikiem w.cz. w obwodzie anodowym.

Moc otrzymywana z obu generatorów jest niewielka i ograniczona wytrzymałością mechaniczną płytki kwarcowej. Przeciętnie osiąga się moc rzędu 2 W. Z tego względu napięcie anodowe generatora nie powinno przekraczać 250 V. Wartość opornika siatkowego R_s ustalającego punkt pracy generatora zależna jest od rodzaju stosowanej lampy. Wartość tę dobiera się w granicach 10 000 do 100 000 Ω.

Doskonałe wyniki zapewnia układ generatora kwarcowego ECO z dzielnikiem pojemnościowym w obwodzie katody (rys. 2-25). Obwód



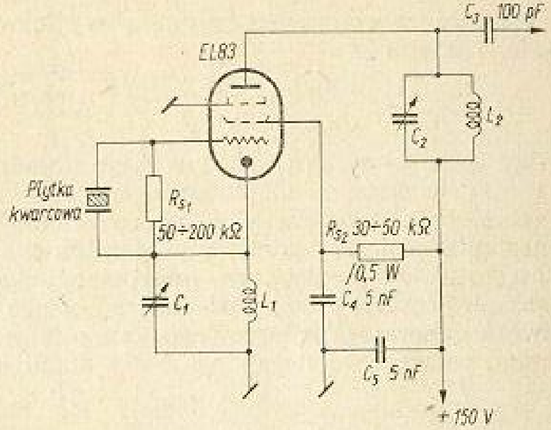
Rys. 2-25. Generator kwarcowy z dzielnikiem pojemnościowym w obwodzie katody

anodowy dostraja się do częstotliwości podstawowej lub do jej harmonicznej, i w ten prosty sposób uzyskuje się powielenie częstotliwości. Przez zmianę wartości opornika R_s zmienia się kąt odcięcia prądu anodowego. Kąt odcięcia (pkt. 2.11) uzależniony jest od rzędu harmonicznej, do jakiej dostraja się obwód anodowy. Omawiany układ pracuje jeszcze

poprawnie na szóstej harmonicznej. Dławik w obwodzie katody może być zastąpiony w uproszczeniu przez opornik rzędu 2 000Ω, przy czym opornik R_s powinien być wtedy włączony do katody lampy.

Mniej wygodny ze względu na dodatkowy obwód strojony jest układ dość powszechnie stosowanego dawniej generatora harmonicznego (tzw. Tri-Tet) — rys. 2-26. Obwód anodowy dostrojony jest w nim do często-

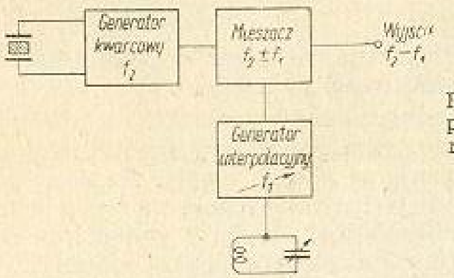
Rys. 2-26. Generator kwarcowy harmoniczny Tri-Tet



tliwości harmonicznej kwarcu, a obwód strojony w katodzie (o niewielkim stosunku $\frac{L}{C}$) przestrojony dość znacznie w kierunku częstotliwości większych od częstotliwości kwarcu, np. przy 3,5 MHz do około 5 ÷ ÷ 7 MHz. Otrzymuje się wtedy dostatecznie dużą amplitudę drgań na częstotliwościach harmonicznych.

2.7. Przestrajany generator sterujący ze stabilizacją kwarcową

Wykorzystując znany z techniki odbiorczej lampowy układ mieszający można uzyskać na wyjściu tak zbudowanego generatora sterującego sygnał użyteczny będący sumą lub różnicą częstotliwości dwóch



Rys. 2-27. Układ blokowy przestrajanego generatora ze stabilizacją kwarcową

generatorów. Gdy jeden z nich będzie generatorem kwarcowym, a drugi generatorem pomocniczym, przestrajalnym, to częstotliwość wyjściowego sygnału użytecznego będzie także zmienna. Generator pomocniczy przestrajany nazywa się generatorem interpolacyjnym. Układ blokowy urządzenia przedstawiony jest na rys. 2-27.

Oznacza się:

f_1 — częstotliwość generatora interpolacyjnego,

f_2 — częstotliwość generatora kwarcowego

oraz

$$\frac{f_2}{f_1} = n$$

Wielkość niestabilności sygnału wyjściowego całego VFO można określić z zależności:

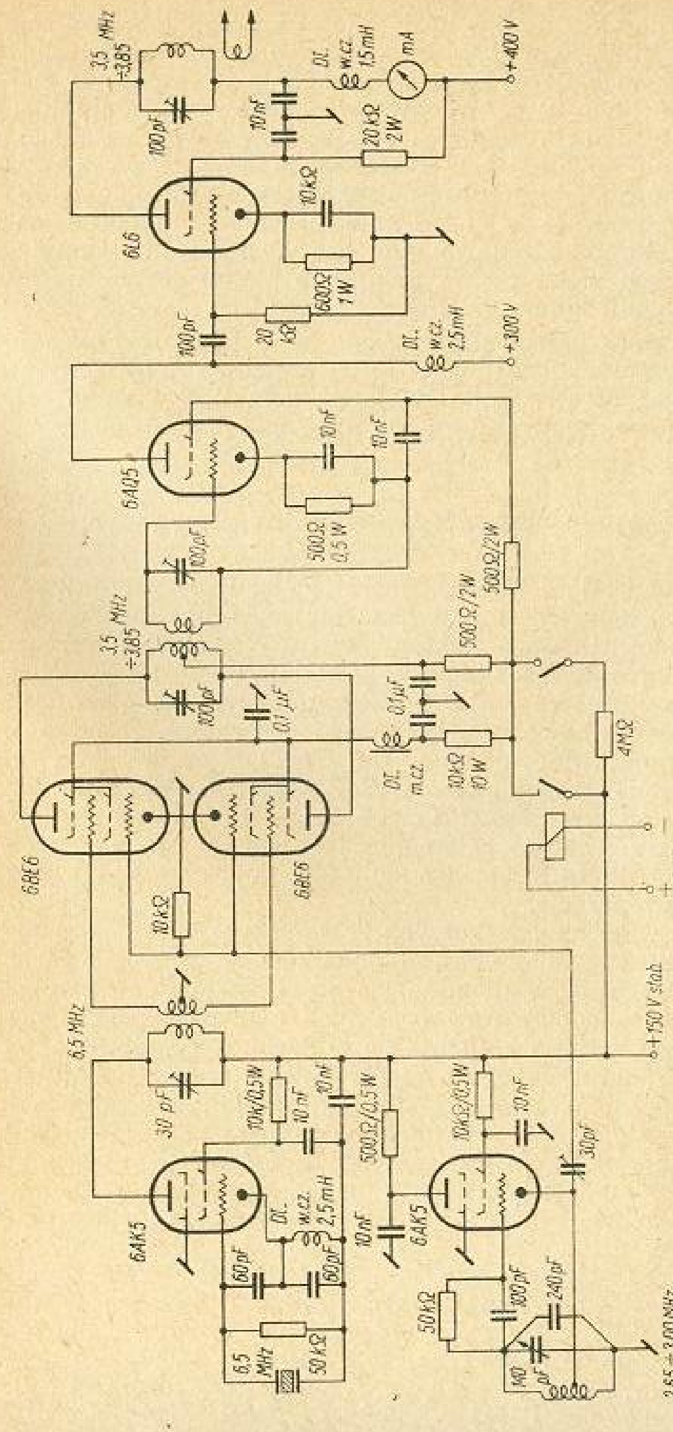
$$\frac{\Delta f_{wyj}}{f_{wyj}} = \frac{1}{n+1} \; \frac{\Delta f_1}{f_1} \quad \text{gdy } \Delta f_2 \approx 0$$

Uzyskana w wyniku zastosowanego układu VFO stabilność jest więc $n+1$ razy większa od stabilności generatora interpolacyjnego. Wystarczy zatem ustalić odpowiedni odstęp między częstotliwościami f_1 i f_2, aby nastąpiło znaczne zwiększenie stabilności sygnału użytecznego. Zwykle częstotliwość generatora interpolacyjnego mieści się w zakresie mniejszych częstotliwości, gdzie łatwiej osiąga się dobrą stabilność. Częstotliwość generatora kwarcowego, mimo iż jest większa, jest dostatecznie stała, ze względu na znane zalety stabilizacji częstotliwości metodą elektromechaniczną. Zwykle dobiera się stosunek częstotliwości $\frac{f_2}{f_1}$ rzędu $5 \div 8$. Przy większym stosunku stabilność wprawdzie wzrasta, ale jednocześnie zwiększają się trudności z wydzieleniem użytecznego sygnału spośród wszystkich częstotliwości, jakie występują na wyjściu VFO. Szczególnie silnie występuje na wyjściu częstotliwość generatora kwarcowego jako zbliżona do częstotliwości sygnału użytecznego. Przenikaniu częstotliwości podstawowych do obwodu wyjściowego zapobiega stosowanie specjalnych układów mieszających zrównoważonych.

Schemat na rys. 2-28 przedstawia przykład omawianego układu VFO. W generatorze kwarcowym wykorzystuje się płytkę kwarcową drgającą z częstotliwością 6,5 MHz w układzie z dzielnikiem pojemnościowym. Generator interpolacyjny przestrajany jest w granicach $2{,}650 \div 3{,}00$ MHz. W obwodzie wyjściowym za mieszaczem otrzymuje się zakres częstotliwości użytecznych 3,50 MHz $\div$ 3,85 MHz.

Przy stosunku częstotliwości $n = \frac{6{,}5 \text{ MHz}}{3 \text{ MHz}} \approx 2$, następuje wzrost stabilności $n + 1 = 2 + 1 = 3$. Uzyskuje się więc w tym układzie trzykrotny wzrost stabilności częstotliwości użytecznej.

Generator interpolacyjny pracuje w układzie ECO z dzielnikiem indukcyjnym w obwodzie katody. Oba generatory częstotliwości podstawowych niemanipulowane pracują w sposób ciągły. Napięcie z generatora kwarcowego doprowadzane jest symetrycznie na wejście mieszacza pracującego w układzie przeciwsobnym. Napięcie generatora interpolacyjnego doprowadza się niesymetrycznie poprzez kondensator zmienny o pojemności 30 pF do siatek sterujących obu lamp mieszacza. Napięcie wyjściowe z mieszacza wydziela się za pomocą dwuobwodowego filtru pasmowego włączonego w obwód anodowy. Otrzymane napięcie jest niewielkie i wymaga kolejnego wzmocnienia w następnych dwóch stopniach. Filtr pasmowy przepuszcza bez zniekształceń liniowych cały zakres częstotliwości przestrajany generatorem interpolacyjnym. Dość ostro opada-



Rys. 2-28. Układ praktyczny generatora sterującego ze stabilizacją kwarcową

jące krawędzie charakterystyki filtru pasmowego dobrze oddzielają niepożądane częstotliwości, powstałe w procesie mieszania.

Kluczowanie układu VFO następuje przez jednoczesne włączanie (za pomocą przekaźnika) obwodów: anodowego i siatki ekranującej mieszacza oraz siatki ekranującej pierwszego stopnia wzmacniacza szerokopasmowego (z dławikiem w.cz. w obwodzie anodowym). Manipulacja telegraficzna tym systemem zapewnia wysoką jakość wytwarzanego sygnału dzięki stosowaniu dodatkowych jeszcze elementów *RC* wraz z dławikiem m. cz. dla formowania kształtu impulsu. Włączony równolegle do sprężyn przekaźnika opornik (4 MΩ) pozwala uruchomić układ samego mieszacza z generatorami podstawowymi bez wysterowania stopni wyjściowych pracujących w kl. C. Warunkuje to „ciche dostrojenie" VFO do częstotliwości stacji korespondenta.

Oba generatory układu umieszczone są w dobrze ekranowanych pudełkach na wspólnej podstawie. Filtr pasmowy mieszacza stroi się, obciążając stronę przeciwną do strojonej, dwójnikiem złożonym z połączonych szeregowo: kondensatora 500 pF i opornika 10 000 Ω.

2.8. Stopnie oddzielające nadajnika (separatory)

Stopnie oddzielające izolują generator sterujący nadajnika od szkodliwego wpływu dalszych stopni wzmacniających układu. Ze względu na stabilność częstotliwości generator sterujący powinien pracować bez obciążenia. Stopnie wzmacniające i powielające częstotliwość sterującą pracują zwykle z prądem siatki, w związku z czym stanowią większe lub mniejsze obciążenie obwodu wyjściowego generatora. Zastosowanie dodatkowego stopnia wzmocnienia w układzie bez prądu siatki (klasa A) spełnia praktycznie wspomniany wyżej warunek. Separator zmniejsza także wsteczny wpływ przestrajanych stopni końcowych nadajnika na obwód generatora. Dlatego w stopniu tym stosuje się najczęściej pentody lub tetrody, które dzięki działaniu ekranującemu siatki drugiej zapewniają dobrą separację.

Ostatnio powszechnie wykorzystuje się w tym właśnie stopniu wtórnik katodowy, mimo że nie wnosi on dodatkowego wzmocnienia napięciowego. Lampy pracujące w stopniu separatora powinien cechować stosunkowo duży prąd anodowy przy ujemnych napięciach siatki sterującej. Ujemną polaryzację siatki realizuje się w dowolny sposób, bądź zasilając ją z osobnego źródła ujemnego napięcia stałego (zawsze znajdującego się w zasilaczu nadajnika), bądź też stosując opornik w obwodzie katodowym lampy. Wysterowanie separatora w żadnym przypadku nie powinno powodować powstawania prądu siatki. Spełnienie tego warunku może być praktycznie kontrolowane przy użyciu czułego mikroamperomierza prądu stałego włączonego w szereg z opornikiem siatkowym lampy separatora.

Separator z zastosowaną w nim pentodą nie wymaga zazwyczaj stosowania neutralizacji. Neutralizacja zbędna jest także w stopniach powielaczy częstotliwości, a to ze względu na dostrojenie obwodu siatkowego i anodowego do różnych częstotliwości.

Bardzo często separator pracuje w układzie wzmacniacza dławikowego. Obwód siatki sterującej w stopniu separatora powinien być starannie ekranowany od obwodu anodowego. Ekranem tym jest zwykle

umocowana w poprzek podstawki lampowej uziemiona cienka blacha aluminiowa.

Układy stosowanych w praktyce separatorów przedstawione są na schematach generatorów sterujących i omówione w opisach przykładowych nadajników amatorskich. Szerszego natomiast omówienia wymaga układ wtórnika katodowego; jest on coraz powszechniej stosowany jako wręcz idealny separator.

2.9. Wtórnik katodowy jako stopień oddzielający

Wtórnik katodowy odznacza się szeregiem cennych zalet, które pozwalają wykorzystać ten prosty układ jako doskonały stopień oddzielający lub dopasowujący. Zaletami tymi są:

— znacznie zwiększona oporność wejściowa w stosunku do stopnia wzmacniającego w klasycznym układzie klasy A,

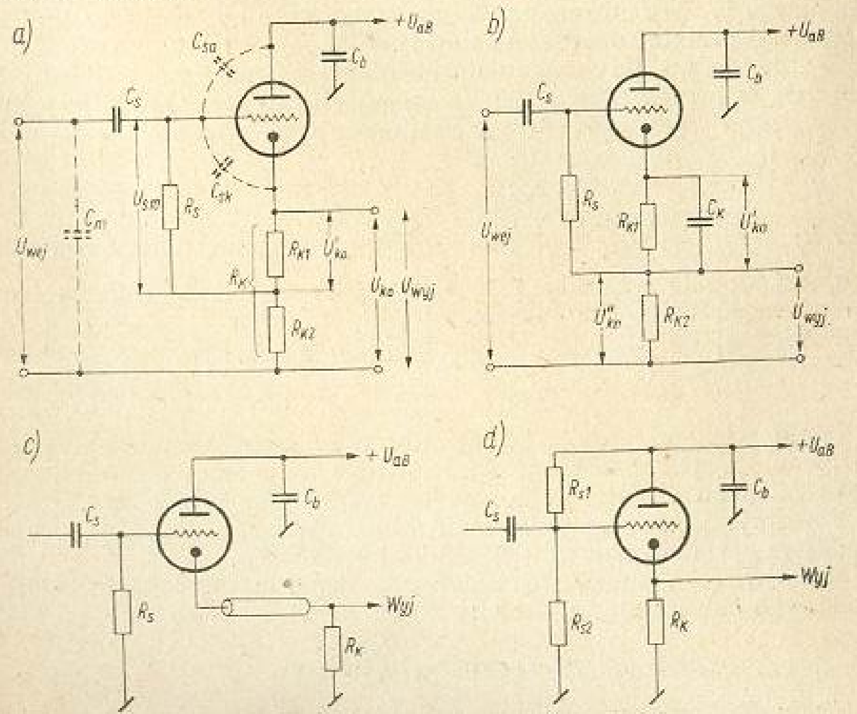
— mniejsza pojemność wejściowa,

— przenoszenie przez układ bardzo znacznych amplitud napięcia zmiennego z dużą liniowością, przy szerokim zakresie częstotliwości, bez zmiany kąta fazowego,

— niewielka oporność wyjściowa umożliwiająca proste dopasowanie do koncentrycznych linii przesyłowych,

— stabilność pracy układu przy zmianie parametrów lampy lub napięć zasilających,

— nieznaczne oddziaływanie wsteczne obwodu wyściowego na obwód wejściowy układu,



Rys. 2-29. Układy wtórników katodowych

— mały wpływ tętnień prądu stałego zasilającego obwód anodowy na sygnał użyteczny.

Układ wtórnika katodowego nie jest oczywiście wolny od pewnych wad; należy do nich zaliczyć przede wszystkim:

— wzmocnienie napięciowe zawsze mniejsze od jedności (układ wprowadza niewielkie tłumienie),

— trudność uzyskania dużej mocy wyjściowej.

Schemat zasadniczego układu wtórnika katodowego przedstawiony jest na rys. 2-29a. Napięcie sterujące przyłożone między siatkę i katodę lampy stanowi różnicę między całkowitym napięciem sterującym U_{wej} i napięciem wyjściowym U_{wyj}:

$$U_s = U_{wej} - U_{wyj}$$

Wobec tego układ wtórnika katodowego pracuje przy 100% ujemnym sprzężeniu zwrotnym napięciowym włączonym szeregowo do obwodu wejściowego. Wspomniane już wyżej zalety wtórnika katodowego przejawiają się właśnie dzięki tak silnemu sprzężeniu zwrotnemu. Napięcie wejściowe zostaje przeniesione na wyjście prawie o tej samej amplitudzie i fazie, pojawia się tam jakby po raz wtóry — stąd nazwa ogólna układu.

W układzie wtórnika katodowego wykorzystuje się przede wszystkim triody lub pentody albo tetrody połączone w triodę. Układ z rysunku 2-29c stosuje się wówczas, gdy składowa stała napięcia na oporniku katodowym U_{k0} jest równa ujemnemu napięciu siatki sterującej U_{s10} ustalonemu jako napięcie właściwe dla poprawnej pracy stopnia. Ten rodzaj układu wtórnika wykorzystuje się najczęściej przy transformacji niewielkich amplitud napięć zmiennych z dużej oporności wejściowej na małą oporność wyjściową. Przykładem tego może być zasilanie linii koncentrycznej o małej oporności falowej.

W przypadku, gdy mamy do czynienia ze znacznymi amplitudami napięć wejściowych (rzędu 100 V), stosuje się układy z rys. 2-29a, b, d. Należy przy tym zwrócić uwagę, że układ z rys. 2-29a stosuje się wtedy, gdy

$$U'_{k0} < U_{k0} \qquad R_{k1} < R_k$$

gdzie $R_{k1} = \frac{U_{s10}}{I_{a0}} = \frac{\varrho_a + R_k}{K_a}$ określa właściwą ujemną polaryzację siatki sterującej stopnia wtórnika (K_a — współczynnik wzmocnienia lampy, ϱ_a — oporność wewnętrzna lampy wtórnika).

Natomiast układ z rys. 2-29b znajduje zastosowanie w przypadku, gdy

$$U'_{k0} > U''_{k0} \qquad R_{k1} > R_{k2}$$

Istnieje jeszcze inny, rzadziej stosowany sposób odpowiedniego polaryzowania siatki sterującej, a mianowicie za pomocą dzielnika oporowego zasilanego z całkowitego napięcia anodowego (rys. 2-29d).

Pozostaje jeszcze do omówienia kilka zależności określających najważniejsze parametry układu wtórnika katodowego.

a. Największą amplitudę zmiennego napięcia na wyjściu wtórnika katodowego określa się ze wzoru:

$$U_{wyj\,max} = \frac{U_{aB} R_k}{2(\varrho_a + R_k)}$$

w którym U_{aB} oznacza napięcie zasilające obwód anodowy wtórnika.

Dopuszczalne napięcie wyjściowe wzrasta, gdy zwiększa się wartość opornika katodowego R_k i osiąga przy $R_k \to \infty$

$$U_{wyj\,max} \to \frac{U_{aB}}{2}$$

b. Współczynnik wzmocnienia napięciowego układu wtórnika katodowego określa wzór

$$K_{wt} = \frac{S_d R_k}{1 + S_d R_k} < 1,$$

w którym $S_d = \frac{S_a}{1 + \frac{R_k}{\varrho_a}}$ jest dynamicznym nachyleniem charakterystyki lampy wtórnika, przy czym gdy $R_k \ll \varrho_a$, to dynamiczne nachylenie charakterystyki lampy S_d równe jest wtedy statycznemu nachyleniu S_a.

Współczynnik wzmocnienia napięciowego jest w każdym przypadku mniejszy od jedności. Układ wtórnika daje natomiast wzmocnienie prądowe i wzmocnienie mocy > 1. W praktyce współczynnik wzmocnienia napięciowego wtórnika katodowego zawiera się w granicach $0{,}5 \div 0{,}9$.

c. Oporność wejściowa układu wtórnika wyraża się wzorem:

$$R_{wej} = \frac{R_s}{1 - K_{wt}}$$

W praktyce osiąga ona znaczną wartość, rzędu dziesiątków megomów.

d. Pojemność wejściowa układu wtórnika jest sumą:

$$C_{wej} = C_{sa} + C_{sk}(1 - K_{wt}) + C_m$$

przy czym:

C_{sa} — pojemność wewnętrzna lampy siatka-anoda,

C_{sk} — pojemność wewnętrzna lampy siatka-katoda,

C_m — pojemność montażowa obwodu siatkowego.

Wyraźnemu zmniejszeniu ulega zatem tylko pojemność międzyelektrodowa siatka-katoda.

e. Oporność wyjściową układu wtórnika katodowego można określić dokładnie ze wzoru

$$R_{wyj} = \frac{R_k}{1 + S_a R_k}$$

Wobec tego, że $S_a R_k \gg 1$, przyjmuje się zwykle do obliczeń uproszczone wyrażenie

$$R_{wyj} = \frac{1}{S_a}$$

Wynika stąd konieczność stosowania lampy o dużym nachyleniu charakterystyki w celu otrzymania niewielkiej oporności wyjściowej układu. Zwiększenie wypadkowego nachylenia charakterystyki można osiągnąć przez równoległe połączenie dwóch lamp. Wzrasta jednak wtedy szkodliwa pojemność układu, a tym samym zwęża się zakres częstotliwości przenoszonych bez zniekształceń liniowych.

f. Największą moc dostarczoną przez układ wtórnika katodowego określa się ze wzoru

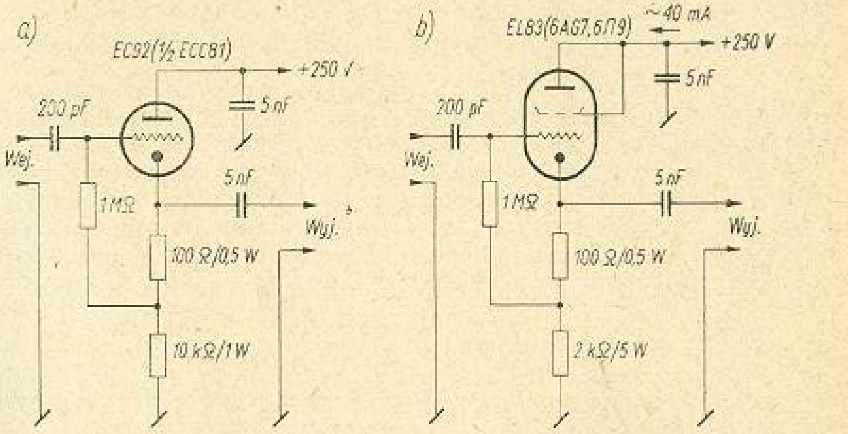
$$P_{0\,max} = \frac{I_{a0}^2 R_k}{2}$$

w którym

$$I_{a0} = \frac{U_{aB}}{2\,(\varrho_a + R_k)}$$

Zwiększenie mocy można osiągnąć — podobnie jak poprzednio — przez równoległe łączenie kilku lamp.

Rys. 2-30 przedstawia przykładowo praktyczne układy wtórników katodowych wykorzystywanych jako stopnie oddzielające generator



Rys. 2-30. Przykłady separatorów wtórnikowych

sterujący (VFO) od dalszej części nadajnika. Separatory te, różniące się opornością wyjściową, zdolne są do przeniesienia nie zniekształconej amplitudy (wartość szczytowa) napięcia zmiennego rzędu kilkudziesięciu woltów.

Separator z rys. 2-30a przeznaczony jest do zasilania najczęściej stosowanej linii koncentrycznej o oporności falowej 70 Ω.

2.10. Stopnie pośrednie nadajnika krótkofalowego

Wzmacniacz sterujący

Dla uzyskania pełnego wysterowania końcowego wzmacniacza mocy nadajnika potrzebna jest znaczna amplituda napięcia w.cz. Generator sterujący VFO napięcia o takiej amplitudzie oczywiście nie dostarcza. Poza tym prąd siatki stopnia końcowego powoduje konieczność dostarczenia pewnej mocy sterującej do obwodu siatkowego. Wynika stąd potrzeba stosowania kilku kolejnych stopni wzmocnienia na drodze od generatora sterującego do wzmacniacza końcowego. Jednocześnie ze wzmocnieniem staje się możliwe zwielokrotnienie częstotliwości podstawowej generatora sterującego.

Wzmacniacz sterujący stopień końcowy znany jest również pod nazwą „driver". Obliczenia wzmacniacza sterującego są podobne do obliczeń końcowego wzmacniacza mocy nadajnika. Obciążeniem wzmacniacza sterującego jest oporność wejściowa lampy końcowej. Dobiera się

taką lampę wzmacniacza sterującego, aby móc w pełni wysterować stopień końcowy. Przeciętnie moc użyteczna w.cz. 2 ÷ 10 W w zupełności wystarcza do wysterowania nowoczesnych lamp końcowych nawet o znacznej mocy (pentody, tetrody strumieniowe).

Ze względu na znaczne amplitudy napięcia sterującego, jakie są potrzebne do sterowania stopnia końcowego, strojony obwód anodowy wzmacniacza sterującego konstruuje się z zachowaniem dużego stosunku $L : C$.

Obliczeń stopnia wzmacniacza sterującego dokonuje się w sposób przybliżony. Określa się przede wszystkim moc pobieraną przez obwód siatkowy lampy końcowej; w przybliżeniu wynosi ona

$$P_s \approx U_s\, I_{s10}$$

gdzie:

U_s — napięcie sterujące w.cz. niezbędne do pełnego wysterowania lampy końcowej,

I_{s10} — składowa stała prądu siatki wynosząca zwykle dla: triody $0{,}1 \div 0{,}5\ I_{a0}$, oraz dla pentody $0{,}03 \div 0{,}05\ I_{a0}$.

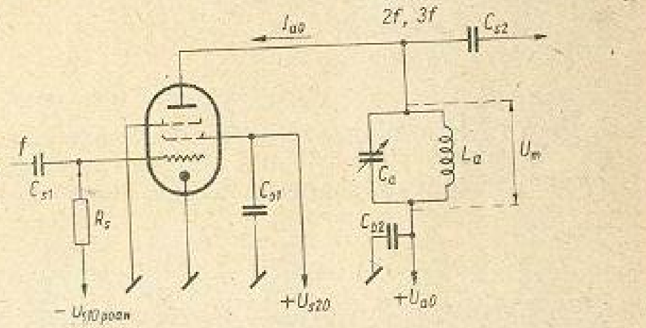
Moc ta, zależna od sprawności η_s strojonego obwodu anodowego wzmacniacza sterującego i od elementów sprzęgających siatki stopnia końcowego, wynosi

$$P_{s\,rzecz} = 2\,P_s \quad \text{ponieważ na ogół } \eta_s = 0{,}5$$

Zgodnie z tym ustala się typ lampy dla stopnia wzmacniacza sterującego. Zwykle obwód anodowy tego wzmacniacza dostrojony jest do częstotliwości nadajnika. Powielanie częstotliwości w stopniu końcowym nie jest polecane; stosuje się je wyjątkowo w nadajnikach o bardzo małej mocy (QRP).

Powielacze częstotliwości

Ze względu na stabilność częstotliwości generatory sterujące pracują najczęściej w zakresie stosunkowo niewielkich częstotliwości, najwyżej 1,75 lub 3,5 MHz. Dla otrzymania większych częstotliwości stosuje się zwielokrotnienie pierwotnej częstotliwości sterującej przez zastosowanie



Rys. 2-31. Układ zasadniczy stopnia powielającego

jednego lub więcej stopni powielających. Wiąże się to z rozbudową układu nadajnika, ale też zapewnia dobrą jakość urządzenia.

Zasadą powielenia częstotliwości jest wydzielenie pożądanej częstotliwości spośród częstotliwości harmonicznych, jakie powstają w wyniku zniekształcenia sinusoidy otrzymanej z generatora sterującego. Znie-

kształcenie to następuje w stopniu wzmacniającym, pracującym najczęściej w odpowiednio dobranej klasie C. Punkt pracy ustala właściwa wartość ujemnego napięcia siatki sterującej. Obwód strojony w anodzie stopnia powielacza dostrojony jest do pożądanej częstotliwości harmonicznej — rys. 2-31.

Najczęściej stosuje się podwajanie częstotliwości w poszczególnych stopniach wzmocnienia. Rzadziej stosuje się potrajanie częstotliwości (zwykle tylko dla pasma 21 MHz).

Stopień powielający wymaga sterowania napięciem w.cz. również o znacznej amplitudzie, a to ze względu na pracę z dużym ujemnym napięciem na siatce sterującej. W stopniu tym stosuje się lampy o dużym nachyleniu charakterystyki (EL 83, 6 AG 7, EF 80 itp.) w celu zapewnienia odpowiedniej amplitudy napięcia sterującego stopień końcowy. Charakterystyka siatkowa takiej lampy powinna posiadać punkt odcięcia przy niezbyt dużych napięciach ujemnych siatki sterującej.

Przy dostrojeniu obwodu siatkowego i anodowego w stopniu powielacza do dwóch różnych i odległych częstotliwości (np. 3,5 MHz — siatka, 7 MHz — anoda) nie występuje możliwość szkodliwego sprzężenia obu obwodów, które prowadziłoby do niepożądanych oscylacji.

Optymalny punkt pracy podwajacza występuje przy kącie przepływu prądu anodowego $\Theta = 60^\circ$ (pkt. 2.11). Współczynnik drugiej harmonicznej wynosi $\alpha_2 = 0{,}275$, a współczynnik wykorzystania napięcia anodowego $\xi = 0{,}9$ przy sprawności całkowitej η_p równej ok. 0,5. Należy to brać pod uwagę przy dobieraniu lampy dla stopnia powielającego.

Dla potrojenia częstotliwości optymalny kąt przepływu wynosi 49°, a przy wydzielaniu czwartej harmonicznej — 42°.

Dla niezbędnego przeliczenia stopnia podwajacza częstotliwości określa się przede wszystkim moc pobieraną przez obwód wejściowy następnego stopnia wzmocnienia P_s. Przy przeciętnej sprawności $\eta_p = 0{,}5$ moc, jaka powinna być dostarczona przez obliczony stopień, wynosi

$$P_{s\,rzecz} = 2\,P_s$$

Określa się teraz wartość amplitudy napięcia zmiennego występującego na obwodzie strojonym w anodzie podwajacza, przy założonym napięciu anodowym U_{a0}

$$U_m = U_{a0}\,\xi$$

przy czym zwykle

$$\xi = 0{,}9$$

a U_{a0} — jest zasilającym napięciem anodowym.

Wyznacza się następnie wartość amplitudy prądu drugiej harmonicznej w celu uzyskania obliczonej mocy wyjściowej podwajacza:

$$I_{a2} = \frac{2\,P_s}{U_m}$$

Przy współczynniku drugiej harmonicznej $\alpha_2 = 0{,}275$ maksymalna wartość impulsu prądu anodowego wyniesie

$$I_{am} = \frac{I_{a2}}{\alpha_2}$$

Wartość ta rzutuje na wybór lampy z odpowiednią wydajnością katody (w praktyce są to dość poważne prądy w impulsie).

Składową stałą prądu anodowego stopnia podwajacza (wykazywaną np. przez miliamperomierz umieszczony w obwodzie zasilania) można określić jako

$$I_{a0} = I_{am}\,\alpha_0$$

przy czym α_0 dla $\Theta = 60^\circ$ można określić z tablicy 2-3. Otrzymuje się

$$\alpha_0 = 0{,}218$$

Tablica 2-3

Współczynnik impulsu kosinusoidalnego

Θ	$\cos\Theta$	α_0	α_1	α_2	β_0	β_1
50°	0,643	0,183	0,239	0,267	0,065	0,121
52°	0,616	0,190	0,350	0,270	0,073	0,135
54°	0,588	0,197	0,360	0,272	0,081	0,148
56°	0,559	0,204	0,371	0,274	0,090	0,164
58°	0,530	0,211	0,381	0,275	0,099	0,179
60°	0,500	0,218	0,391	0,276	0,109	0,196
62°	0,469	0,225	0,400	0,275	0,119	0,212
64°	0,438	0,232	0,410	0,274	0,130	0,230
66°	0,407	0,239	0,419	0,273	0,142	0,248
68°	0,375	0,246	0,427	0,270	0,154	0,268
70°	0,342	0,253	0,436	0,267	0,166	0,288
72°	0,309	0,259	0,444	0,264	0,179	0,307
74°	0,276	0,266	0,452	0,260	0,192	0,326
76°	0,242	0,273	0,459	0,256	0,208	0,348
78°	0,208	0,279	0,466	0,251	0,221	0,368
80°	0,174	0,286	0,472	0,245	0,236	0,390
82°	0,139	0,293	0,478	0,239	0,253	0,413
84°	0,105	0,299	0,484	0,233	0,267	0,434
86°	0,070	0,305	0,490	0,226	0,284	0,456
88°	0,035	0,312	0,496	0,219	0,301	0,479
90°	0,000	0,318	0,500	0,212	0,319	0,500
92°	−0,035	0,325	0,504	0,205	0,337	0,522
94°	−0,070	0,331	0,508	0,197	0,354	0,543
96°	−0,105	0,337	0,512	0,189	0,372	0,566
98°	−0,139	0,343	0,516	0,181	0,391	0,588
100°	−0,174	0,350	0,520	0,172	0,411	0,611
102°	−0,208	0,355	0,522	0,164	0,429	0,631
104°	−0,242	0,361	0,525	0,156	0,449	0,652
106°	−0,276	0,366	0,527	0,147	0,467	0,674
108°	−0,309	0,373	0,529	0,139	0,488	0,692
110°	−0,342	0,379	0,531	0,131	0,509	0,713

Współczynnik impulsu o płaskim wierzchołku

Θ	60°	65°	70°	75°	80°	85°	90°
Θ_1	α_0						
0°	0,218	0,236	0,253	0,269	0,286	0,302	0,318
5°	0,219	0,237	0,254	0,270	0,287	0,303	0,320
10°	0,224	0,241	0,257	0,274	0,290	0,307	0,323
15°	0,230	0,247	0,263	0,280	0,296	0,312	0,328
20°	0,238	0,255	0,271	0,287	0,303	0,318	0,334
	α_1						
0°	0,391	0,414	0,436	0,455	0,473	0,488	0,500
5°	0,393	0,415	0,437	0,456	0,474	0,489	0,501
10°	0,400	0,422	0,443	0,462	0,480	0,494	0,506
15°	0,412	0,432	0,452	0,471	0,488	0,502	0,513
20°	0,424	0,444	0,464	0,482	0,497	0,511	0,522

Moc zasilania obwodu anodowego stopnia podwajacza:

$$P_0 = U_{a0} I_{a0} \quad [W]$$

jest zwykle znacznie mniejsza od maksymalnej mocy strat anodowych stosowanej lampy.

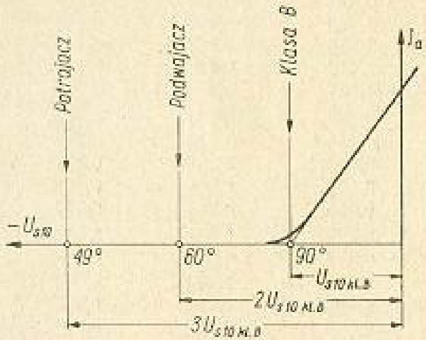
Optymalną oporność dynamiczną strojonego obwodu anodowego w stopniu podwajacza określa wzór

$$R_{opt} = \frac{U_m}{I_{a2}}$$

Pozostaje do określenia wartość ujemnego napięcia siatki dla właściwej pracy stopnia podwajacza (rys. 2-32). Można ją określić w przybliżeniu jako

$$U_{s10\,podw.} = 2\,U_{s10\,\text{kl. B}}$$

(dla potrajacza $U_{s10\,potroj.} = 3\,U_{s10\,\text{kl. B}}$).

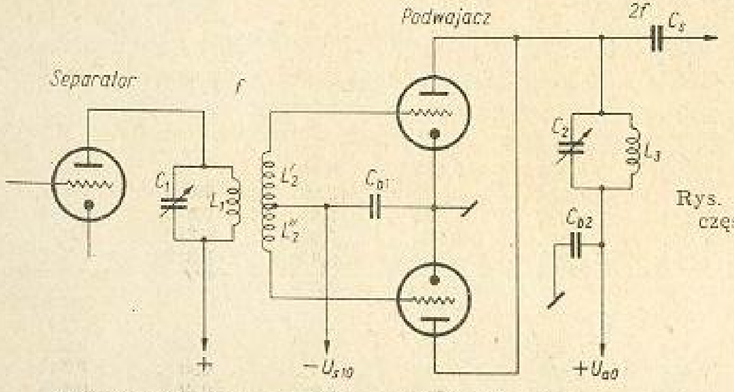


Rys. 2.32. Dobór punktu pracy stopnia powielającego

Napięcie ujemne wzmacniacza w klasie B dla wybranej lampy można z łatwością wyznaczyć bez posługiwania się katalogowymi charakterystykami siatkowymi wg zależności:

$$U_{s10\,\text{kl. B}} = \frac{I_{a0}}{S_a} + U_{s10\,\text{kl. A}}$$

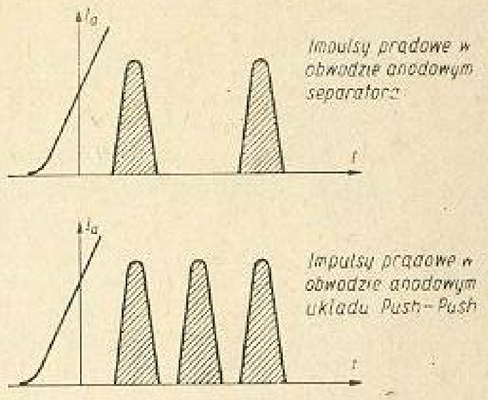
Wartość nachylenia charakterystyki lampy i napięcie ujemne siatki sterującej w klasie A można znaleźć w każdym katalogu.



Rys. 2-33. Podwajacz częstotliwości Push-Push

Spotykany w nadajnikach SSB i bardzo sprawny układ podwajacza częstotliwości (tzw. „Push-Push") przedstawiony jest na rys. 2-33. Jest

on sterowany w przeciwfazie w obwodzie siatkowym, natomiast obie anody pracują równolegle na jeden wspólny obwód dostrojony do podwójnej częstotliwości sterującej. W tym wspólnym obwodzie anodowym obu lamp teoretycznie nie pojawia się żadna inna częstotliwość poza podwojoną częstotliwością wejściową. Układ pracuje w klasie C przy odpowiednio dobranym ujemnym napięciu siatki U_{s10}. Sumowanie się impulsów prądów anodowych obu lamp jest zilustrowane na rys. 2-34. W ukła-

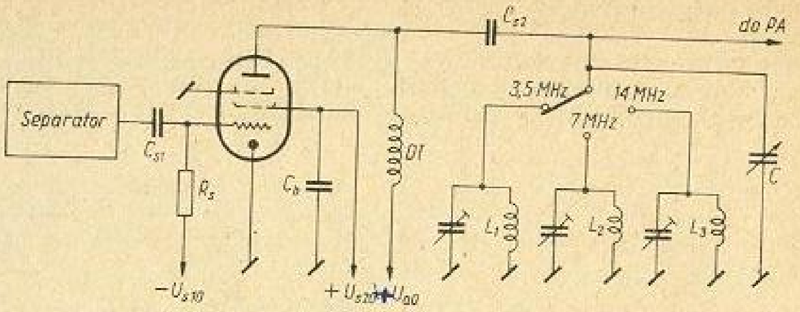


Rys. 2-34. Obraz sumowania się impulsów prądu w układzie Push-Push

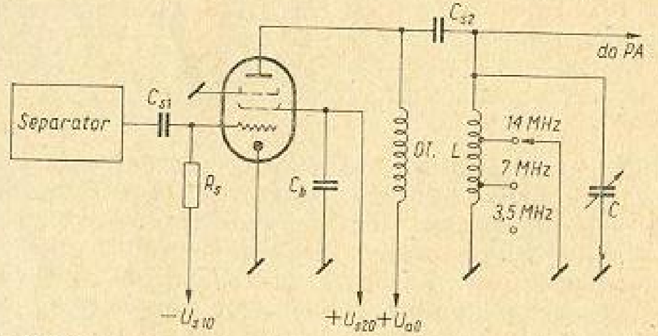
dzie tym występuje prawidłowe podwajanie częstotliwości ze sprawnością dochodzącą do 60%. Warunkiem całkowitej eliminacji częstotliwości podstawowej (sterującej) jest idealna symetria obwodu wejściowego. System ten jest bardziej sprawny od podwajania klasycznego z wydzieleniem harmonicznej otrzymanej z przebiegu odkształconego. Wadę układu stanowi skomplikowane przełączanie złożonego obwodu symetrycznego. Tego typu podwajanie można wyjątkowo stosować także w stopniach końcowych wzmacniaczy mocy.

Schematy najczęściej spotykanych powielaczy częstotliwości przedstawione są na rys. 2-35, 2-36 i 2-37. W najprostszym przypadku, gdy w stopniu powielacza wykorzystuje się tylko jedną lampę, zmiany zakresów dokonuje się za pomocą wymiennych cewek (sposób prosty, lecz kłopotliwy) albo przez przełączanie lub zwieranie cewek odpowiednim przełącznikiem (o dobrej jakości). W bardziej rozbudowanych układach stosuje się szereg kolejnych stopni podwajających częstotliwość. Częstotliwość potrzebną do sterowania stopnia końcowego wybiera się przełącznikiem. Układy te przy zmianach częstotliwości VFO wymagają pewnej korekcji dostrojenia w zakresie pasma amatorskiego za pomocą odpowiednich kondensatorów strojeniowych w poszczególnych obwodach anodowych powielaczy. Jest to czynność dość kłopotliwa.

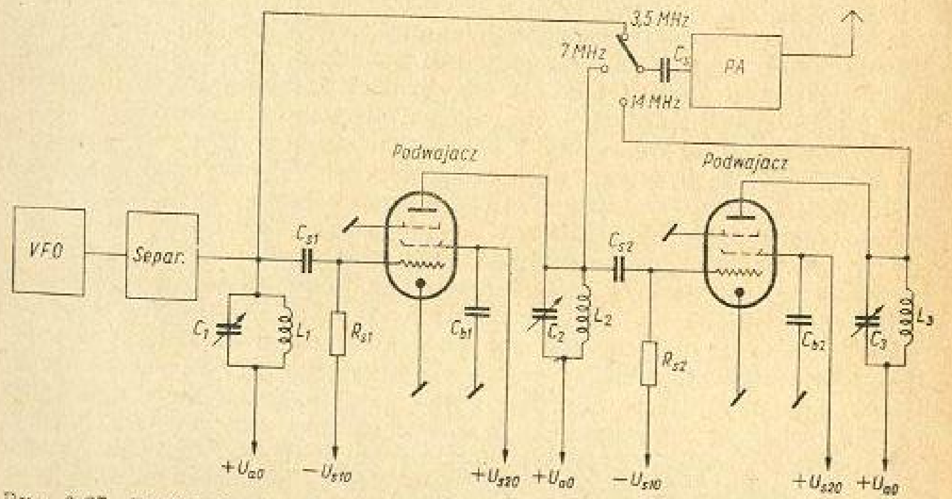
Wady tej nie posiada przedstawiony na rys. 2-38 układ powielaczy z filtrami pasmowymi. Filtry pasmowe w postaci podwójnych sprzężonych obwodów strojonych zapewniają równomierne przeniesienie wszystkich częstotliwości w obrębie pasma amatorskiego, bez konieczności jakiegokolwiek dostrajania. Upraszcza to znacznie konstrukcję nadajnika oraz jego obsługę. Do zmian zakresów wystarcza zastosowanie jedynie prostego przełącznika. Przykład konstrukcji takiego filtru dla trzech pasm amatorskich (3,5 MHz, 7 MHz, 14 MHz) przedstawiony jest na rys. 2-39. Cewki L_1 i L_2 nawinięte są współosiowo na rurce z małostratnego materiału izolacyjnego o średnicy 38 mm. W obu obwodach strojo-



Rys. 2-35. Przykład powielacza z przełączanymi cewkami



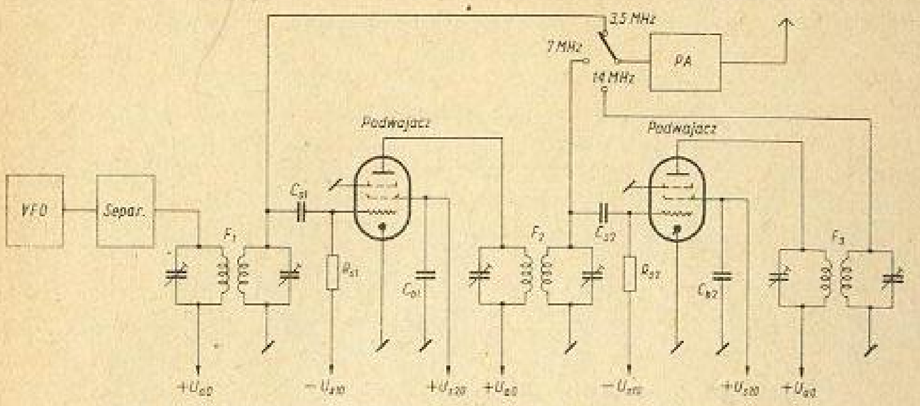
Rys. 2-36. Przykład powielacza ze zwieraną cewką obwodu strojonego



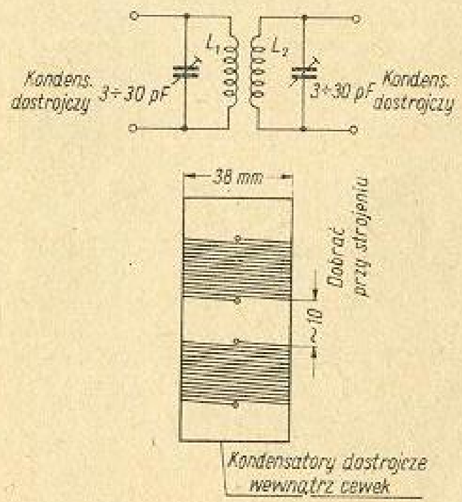
Rys. 2-37. Przykłady stopni powielających z pojedynczymi obwodami strojonymi

nych wykorzystuje się umieszczone wewnątrz cewek powietrzne kondensatory dostrojcze (trymery) typu Philips'a

Dokładnego zestrojenia dokonuje się w układzie nadajnika, zdejmując charakterystykę przenoszenia filtru w obrębie pasma. Przy po-



Rys. 2-38. Przykład układu powielaczy z filtrami pasmowymi



Rys. 2-39. Szczegóły konstrukcji filtru pasmowego dla powielacza

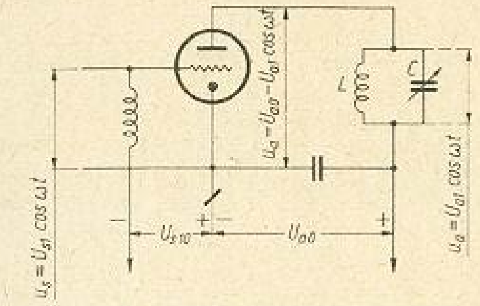
Dane cewek

Zakres częstotliwości	Liczba zwojów L_1	Liczba zwojów L_2	⌀ przewodu (Cu, em.)
3,5 ÷ 4 MHz	40	35	0,25 mm
7 ÷ 7,3 MHz	16	15	0,4 MM
14 ÷ 14,9 MHz	9	9	0,8 mm

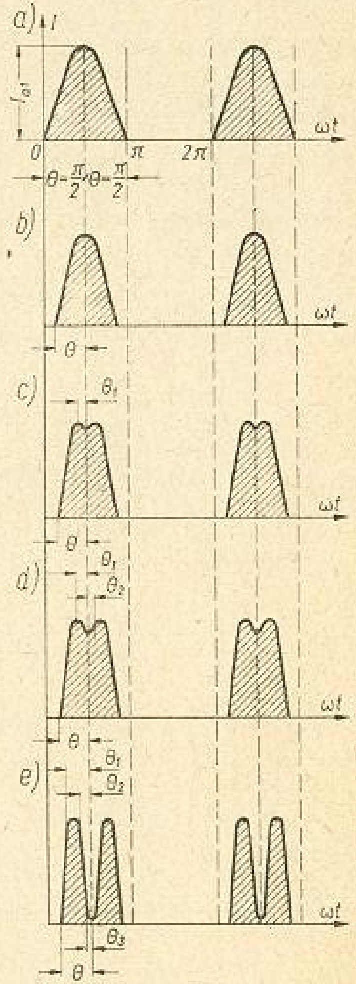
miarze posługujemy się przestrajanym generatorem sterującym lub generatorem sygnałowym oraz woltomierzem lampowym. Oczywiście najlepsze wyniki zapewnia obserwowanie charakterystyki filtrów na oscyloskopie, przy użyciu wobulatora.

2.11. Wzmacniacz mocy w. cz.

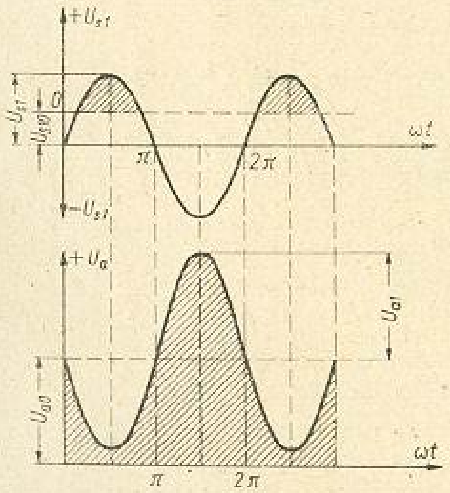
W nadajnikach wykorzystuje się rezonansowe wzmacniacze mocy. W obwód anodowy lampy wzmacniacza włączony jest równoległy obwód strojony utworzony z indukcyjności L i pojemności C. W większości przypadków pojemność C dotyczy kondensatora zmiennego z izolacją



Rys. 2-40. Układ wzmacniacza rezonansowego



Rys. 2-42. Impulsy prądu anodowego wzmacniacza: a) pracującego w klasie B; b) pracującego w klasie C — stan niedowzbudzony; c) pracującego w klasie C — stan przewzbudzony



Rys. 2-41. Przebiegi napięć w obwodzie siatki i anody wzmacniacza

powietrzną. Przez płynną zmianę jego pojemności można dostroić anodowy obwód rezonansowy do żądanej częstotliwości pracy nadajnika. Opornością obciążenia wzmacniacza rezonansowego jest oporność dynamiczna obwodu strojonego w rezonansie. Oporność ta może być wyrażona zależnością

$$R_d = \frac{L}{RC}$$

gdzie:

R — oporność czynna cewki.

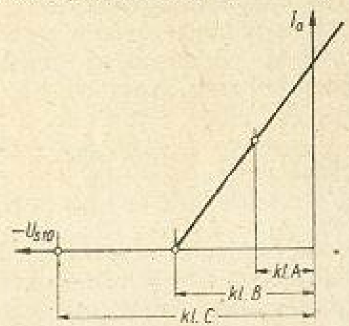
Dla obwodu strojonego ważny jest dobór właściwego stosunku $\frac{L}{C}$. Przy małej wartości pojemności obwód w rezonansie przedstawia znaczną oporność dynamiczną. Oporność ta maleje w miarę zwiększania pojemności. Jednocześnie zmienia się wartość napięcia zmiennego występującego w obwodzie. Należy to mieć na uwadze przy projektowaniu strojonego obwodu rezonansowego wzmacniacza mocy. Przy dużej oporności dynamicznej występują na kondensatorze duże napięcia zmienne, zwłaszcza, że stopnie końcowe nadajników zasilane są znacznym stałym napięciem anodowym. Co się tyczy izolacji kondensatora powietrznego oraz odstępu między jego płytkami, należy mieć na względzie ewentualność przebicia. Dlatego też we wzmacniaczach mocy w.cz. stosuje się specjalne kondensatory zmienne o dużym odstępie między płytkami.

Natomiast przy stosowaniu dużych pojemności w obwodzie strojonym mamy do czynienia ze znacznymi prądami w.cz. w cewce stanowiącej indukcyjność L obwodu. Zależnie od mocy stopnia końcowego wykonuje się uzwojenie cewki z grubego przewodu miedzianego o średnicy paru milimetrów lub nawet z cienkościennej srebrzonej rurki miedzianej (dla zmniejszenia strat).

Głównymi elementami wzmacniacza mocy w.cz. są zatem: lampa i obwód strojony (rys. 2-40).

W układach nadawczych stosuje się najczęściej wzmacniacze mocy pracujące w klasie C, rzadziej B. Obie te klasy pracy lampy cechuje impulsowy kształt przebiegu prądu anodowego. Kształt impulsów uzależniony jest od wartości ujemnego napięcia siatki sterującej oraz amplitudy napięcia sterującego dostarczanego przez wzmacniacz sterujący (rys. 2-41). Na kształt tych impulsów mają pewien wpływ także własności obwodu strojonego włączonego w obwód anodowy lampy wzmacniacza. Kształt impulsów prądu anodowego dla różnych klas pracy lampy przedstawiony jest na rys. 2-42. W klasie B i C prąd anodowy przepływa przez lampę tylko przy dodatnich połówkach sinusoidy sterującej.

Rys. 2-43. Ujemne napięcie siatki określa klasę pracy lampy



Część półokresu, przy której przepływa prąd anodowy, nazywa się dolnym kątem przepływu prądu anodowego Θ. Dla klasy B $\Theta = 90^\circ$ (połowa okresu napięcia sterującego). W klasie C ujemne napięcie siatki jest

dobrane w ten sposób, że prąd przepływa przez czas krótszy od połowy okresu, zatem kąt przepływu Θ będzie zawsze mniejszy od 90°. Widać stąd, że odpowiednią klasę pracy lampy wzmacniacza określa się przez dobór stałego napięcia ujemnej polaryzacji siatki sterującej oraz właściwie ustaloną amplitudę napięcia wzbudzenia. Napięcie ujemne przy przejściu z klasy B do C wzrasta (rys. 2-43).

Wzmacniacz klasy C pracuje zwykle w układzie rezonansowym, ponieważ impuls prądu anodowego ma kształt odbiegający znacznie od sinusoidy. Jest on sumą sinusoidalnej częstotliwości podstawowej i szeregu sinusoidalnych częstotliwości harmonicznych. Ponieważ obwód rezonansowy dostrojony jest do podstawowej częstotliwości impulsu prądu anodowego, powstają w nim drgania o tej właśnie częstotliwości. Częstotliwości harmoniczne stanowią — praktycznie biorąc — około 10% napięcia częstotliwości podstawowej przy niewielkiej oporności dynamicznej obwodu dla tak znacznego odstępu częstotliwości.

Podstawowy układ stopnia wzmacniacza mocy w.cz. przedstawiony jest na rys. 2-40. Do obwodu siatki sterującej doprowadza się chwilową wartość napięcia stanowiącą różnicę

$$u_{s1} = U_{s1} \cos \omega t - U_{s10}$$

gdzie:

U_{s1} — amplituda wejściowego napięcia sterującego w.cz.,
U_{s10} — stałe napięcie ujemnej polaryzacji siatki sterującej.

Z rys. 2-41 widać, że prąd siatki płynie tylko w tych półokresach prądu zmiennego, w których na siatce pojawia się napięcie dodatnie w stosunku do katody

$$u_{s1} > 0$$

Zatem przy zaniku sterowania, prąd siatki nie płynie. Wynika stąd możliwość łatwej kontroli stopnia wysterowania lampy napięciem zmiennym w.cz. przez pomiar wartości składowej stałej prądu siatki sterującej. Zwiększenie wysterowania prowadzi do wzrostu prądu siatki.

W obwodzie anodowym lampy przy dostrojeniu do rezonansu z częstotliwością podstawową impulsu prądu anodowego, powstaje chwilowe napięcie zmienne o wartości

$$u_a = U_{a0} - U_{a1} \cos \omega t$$

gdzie:

U_{a1} — amplituda napięcia zmiennego częstotliwości podstawowej w obwodzie strojonym,
U_{a0} — stałe napięcie źródła zasilającego obwód anodowy.

Na rys. 2-41 widoczne są zmiany chwilowej wartości u_a podczas trwania pełnego okresu. Napięcie na anodzie osiąga zatem wartość minimalną przy

$$u_{a\,min} = U_{a0} - U_{a1}$$

oraz największą przy

$$u_{a\,max} = U_{a0} + U_{a1}$$

Ta wartość napięcia w praktyce zbliżona jest do podwójnej wartości napięcia zasilającego i ta właśnie okoliczność stawia wysokie wymagania w doborze materiałów izolacyjnych i w konstrukcji obwodu anodowego wzmacniacza mocy.

Z rys. 2-41 można jeszcze zauważyć, że napięcie zmienne w obwodzie anodowym jest przesunięte w fazie w stosunku do napięcia wejściowego o 180°.

Amplitudę napięcia zmiennego na obwodzie strojonym U_{a1} określoną wielkością oporności dynamicznej obwodu strojonego R_d wyznacza się z zależności

$$U_{a1} = I_{a1} R_d$$

w której

I_{a1} — amplituda częstotliwości podstawowej prądu anodowego.

Dla ustalenia warunków pracy stopnia wzmacniacza mocy wprowadza się tzw. współczynnik wykorzystania napięcia anodowego, który wyraża się zależnością

$$\xi = \frac{U_{a1}}{U_{a0}} = 1 - \frac{U_{a\,min}}{U_{a0}} < 1$$

i jest stosunkiem amplitudy anodowego napięcia zmiennego do wartości napięcia stałego otrzymywanego ze źródła zasilającego obwód anodowy lampy.

Ze względu na wartość napięcia sterującego (a więc i prąd siatki) we wzmacniaczach klasy C można ustalić trzy stany pracy:

a. Stan niedowzbudzony

Szczytowa wartość impulsu prądu siatki jest znacznie mniejsza od szczytowej wartości impulsu prądu anodowego. Składowa stała prądu siatki jest bardzo mała, natomiast składowa stała prądu anodowego osiąga dużą wartość. Współczynnik wykorzystania napięcia anodowego jest niewielki (do 80%), a straty mocy w anodzie lampy znaczne. Stan ten może wynikać ze zbyt małej amplitudy napięcia sterującego lub zbyt wielkiego ujemnego napięcia polaryzacji siatki. Jest on charakterystyczny dla układu, w którym anodowy obwód rezonansowy ma małą oporność dynamiczną:

$$R_d < R_{d\,opt}$$

przy

$$\xi < \xi_{opt}$$

b. Stan przewzbudzony

Szczytowa wartość impulsu prądu siatki jest porównywalna ze szczytową wartością impulsu prądu anodowego. W obwodzie siatki sterującej płyną znaczne prądy siatki. Składowa stała prądu anodowego zmniejsza się, co prowadzi także do zmniejszenia się mocy traconej w anodzie lampy. Impuls prądu anodowego traci w górnej części ostry wierzchołek charakterystyczny dla stanu niedowzbudzonego (rys. 2-42). Powstaje natomiast wklęśnięcie lub nawet rozdwojenie impulsu (prąd siatki większy od prądu anodowego, co wynika z rozpływu prądu między elektrodami lampy). Przy określaniu tego impulsu prądu anodowego wprowadza się tzw. górny kąt przepływu prądu anodowego Θ_1, Θ_2 itd. Przy tym współczynnik wykorzystania napięcia anodowego:

$$\xi < \xi_{opt}$$

oraz

$$R_d < R_{d\,opt}$$

Przy pracy w stanie przewzbudzonym uzyskuje się największą sprawność stopnia wzmacniacza, natomiast maksymalną moc użyteczną P_{a1} uzyskuje się w stanie tzw. krytycznym.

c. *Stan krytyczny*

Jest to stan rozgraniczający oba poprzednie stany i odznaczający się optymalnym wykorzystaniem napięcia anodowego (dla nowoczesnych triod 0,8 ÷ 0,9), przy czym oporność dynamiczna obwodu rezonansowego osiąga swą optymalną wartość $R_{d\,opt}$. Impuls prądu anodowego ma płaski wierzchołek lub niewielki dołek.

Dla wzmacniacza klasy C z triodą (tetrody i pentody można rozpatrywać w stanie krytycznym z dostatecznym przybliżeniem jako triody) ustala się w praktyce punkt pracy w stanie krytycznym lub lekko przewzbudzonym, a więc w pobliżu największej sprawności układu i największej osiągalnej mocy użytecznej. Zwykle właściwy impuls prądu anodowego jest określony kątami przepływu $\Theta = 80°$ oraz $\Theta_1 = 15 \div 20°$.

Dla umożliwienia dokładnego obliczenia stopnia wzmacniacza mocy pracującego w klasie C wprowadza się pomocniczo tzw. współczynniki rozkładu impulsu anodowego α i β. Współczynnik składowej stałej

$$\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{I_{a\,m}}$$

gdzie:

I_{a0} — składowa stała prądu anodowego,

$I_{a\,m}$ — wartość szczytowa impulsu prądu anodowego.

Współczynnik częstotliwości podstawowej

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{I_{a\,m}}$$

gdzie

I_{a1} — amplituda prądu częstotliwości podstawowej.

Współczynnik drugiej harmonicznej

$$\alpha_2 = \frac{I_{a2}}{I_{a\,m}}$$

gdzie

I_{a2} — amplituda prądu drugiej harmonicznej.

Grupę współczynników β stanowią:

Współczynnik składowej stałej

$$\beta_0 = \frac{I_{a0}}{I_K}$$

Współczynnik częstotliwości podstawowej

$$\beta_1 = \frac{I_{a1}}{I_K}$$

Współczynnik drugiej harmonicznej

$$\beta_2 = \frac{I_{a2}}{I_K}$$

przy czym

$$I_K = S_s(U_{s1} - DU_{a1})$$

gdzie

$D = \frac{1}{k_a}$ (przechwyt).

Jest to amplituda kosinusoidy stanowiącej najczęściej rozpatrywany impuls prądu anodowego.

Można jeszcze określić wzajemną zależność między współczynnikami α i β (są one bowiem tylko funkcjami kąta przepływu prądu anodowego):

$\beta_n = \alpha_n (1 - \cos\Theta)$ — dla impulsu prądu anodowego zakończonego jednym wierzchołkiem

$\beta_n = \alpha_n (\cos\Theta_1 - \cos\Theta)$ — dla impulsu prądu anodowego z zagłębieniem lub płaskim wierzchołkiem.

Wartości współczynników dla różnych kątów przepływu prądu anodowego można określić z tablicy 2-3, przy czym przeciętnie dolny kąt przepływu wybiera się w przedziale $\Theta = 70° \div 110°$, natomiast górny kąt przepływu w przedziale $\Theta_1 = 0 \div 20°$.

W układach wzmacniaczy mocy amatorskich nadajników krótkofalowych wykorzystuje się przede wszystkim pentody i tetrody, rzadziej triody. Wzmacniacz w.cz. z triodą wymaga stosowania układu neutralizującego, a to w związku z łatwością powstawania sprzężeń wskutek znacznej pojemności anoda—siatka wewnątrz lampy. W lampach wielosiatkowych pojemności te są bardzo małe i konieczność neutralizacji odpada. Także moc potrzebna do wysterowania obwodu siatkowego w pentodzie jest znacznie mniejsza, niż w triodzie. Z tych więc względów triody mają w układach amatorskich nadajników (przeciętnej mocy) raczej znaczenie historyczne. Na rynku mamy duży wybór lamp nadawczych, które mogą być zastosowane w nadajniku w granicach dowolnej kategorii. Lampy do wzmacniacza mocy dobiera się według ich użytecznej maksymalnej mocy uwarunkowanej dopuszczalną mocą strat w anodzie. Przy wyborze lampy decydujące znaczenie ma także wartość napięć zasilających, wydajność katody i inne pozostałe parametry.

Tablica 2-4 podaje parametry powszechnie stosowanych w praktyce amatorskiej lamp do wzmacniaczy mocy. Ze względu na pracę tych lamp w zakresie fal krótkich nie do pominięcia są właściwości wynikające z samej ich konstrukcji, a więc pojemności wewnątrzelektrodowe oraz indukcyjności doprowadzeń. Wielkości te powinny być jak najmniejsze, bowiem wówczas podatność lampy na sprzężenia i szkodliwe oscylacje pasożytnicze jest mniejsza. Np. znana tetroda strumieniowa typu 807, łatwo wzbudzająca się już na częstotliwościach rzędu 20 MHz, przekonstruowana na podwójną tetrodę 829 pracuje poprawnie do 200 MHz wyłącznie dzięki skróceniu doprowadzeń do elektrod i zmianie cokołu. Dlatego też zaleca się stosować w stopniach nadajników lampy specjalne przeznaczone do pracy w zakresie w.cz.

Ponieważ lampa wzmacniacza mocy pracuje przy znacznych impulsach prądu anodowego, to wydajność katody odgrywa poważną rolę. Należy dobierać lampy o dużym prądzie $I_{k\,max}$, np. typu EL 36, EL 81 (lampy wykorzystywane w układach impulsowych).

Prąd maksymalny katody można w przybliżeniu określić z mocy żarzenia według wzoru

$$I_{k\,max} \approx (40 \div 60) N_ż$$

w którym

$N_ż$ [W] — moc obwodu żarzenia lampy.

Dla małych lamp nadawczych wykorzystywanych przez amatorów przyjmuje się w praktyce 40 ÷ 60 mA prądu katodowego na 1 W mocy żarzenia.

Tablica 2-4

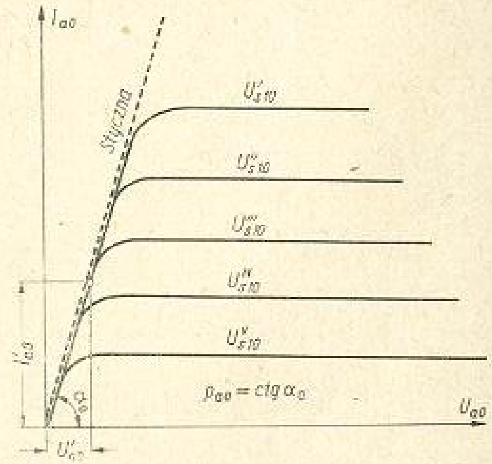
Parametry najpopularniejszych lamp nadawczych stosowanych w stopniach wyjściowych wzmacniaczy mocy w. cz.

Typ lampy	Nominalna moc użyteczna P_u	Największa częstotliwość robocza f_{max}	Żarzenie		Maksymalny prąd katodowy $I_{k\,max}$	Dopuszczalna moc strat na elektrodzie			Nominalne napięcie zasilające na elektrodach		Inne parametry	
			$U_ż$	$I_ż$		$P_{a\,max}$	$P_{s\,1\,max}$	$P_{s\,2\,max}$	U_{a0}	U_{s20}	S_a	$k_{s2,\,s1}$
	W	MHz	V	A	mA	W	W	W	V	V	mA/V	
6L6	20	40	6,3	0,9	275	20	—	3	400	300	8	10
807	40	60	6,3	0,9	650	25	—	3,5	600	250	10	8
ГУ 32	26	200	6,3 12,6	1,6 0,8	250	15	—	5	500	200	4÷6	9
ГУ 29	80	200	6,3 12,6	2,25 1,12	800	40	—	7	600	200	15	10
LS 50	80	46	12,6	0,76	500	40	1	5	1000	250	6÷9	5
ГУ 13	250	15	10	5	1000	100	—	22	2000	400	7,5	7

Na oporności wewnętrznej źródła (dostarczającego mocy użytecznej), jakim jest lampa (pentoda mocy) stopnia wzmacniacza końcowego, traci się pewną część cennego napięcia zasilającego. Dlatego stosowana w nadajniku lampa powinna odznaczać się możliwie małą opornością wewnętrzną ϱ_{a0}. Przeciętnie oporność ta jest rzędu kilkuset omów i wynosi np. dla lamp: EL 81 — 136 Ω, 6L6 — 370 Ω, EL 83 — 400 Ω, LS 50 — 140 Ω. Oporność tę można wyznaczyć ze stosunku

$$\varrho_{a0} = \frac{U'_{a0}}{I'_{a0}} = \operatorname{ctg} \alpha_0$$

przy czym U'_{a0} i I'_{a0} określa się z charakterystyk anodowych lampy (rys. 2-44) w dowolnym punkcie na stycznej do rodziny charakterystyk (linia kropkowana).



Rys. 2-44. Wyznaczanie wartości I'_{a0} oraz U'_{a0}

Sprawność wzmacniacza mocy określa stosunek mocy użytecznej na wyjściu wzmacniacza P_u (output) do mocy doprowadzonej do układu z zasilacza P_0 (input)

$$\eta = \frac{P_u}{P_0} < 1$$

Niewykorzystana przy $\eta < 1$ moc doprowadzona wydziela się na anodzie lampy w postaci ciepła (P_a), przy czym

$$P_a = P_0 - P_u$$

(pomijając straty w obwodzie drgań).

Moc admisyjna anody lampy, którą łatwo określić z katalogu, nie powinna być przekroczona. Stałe przeciążenie cieplne anody może doprowadzić nawet do wypalenia się w niej otworów.

W nowoczesnych pentodach nadawczych przeznaczonych do pracy w zakresie fal krótkich sprawność dochodzi do 60 ÷ 80%. Tu też widoczna jest zaleta energetyczna wzmacniacza pracującego w klasie C. W przypadku stosowania lamp wielosiatkowych (pentody, tetrody) należy mieć na uwadze również moc wydzielającą się na siatce ekranowej. Nie powinna ona w żadnym razie przekraczać dopuszczalnej mocy admisyjnej podawanej w katalogu. Jest to szczególnie ważne, gdy napięcie anodowe

spada poniżej napięcia ekranu. Dlatego w pentodach nadawczych wykonuje się te siatki bardzo masywnie, oraz stosuje się nawet w dużych lampach przy U_{a0} rzędu kilowoltów — napięcie U_{s20} rzędu $300 \div 400$ V. Również chwilowa wartość napięcia siatki sterującej nie może przekroczyć wartości napięcia U_{s20}. Nieprawidłowy rozpływ prądu powstający wewnątrz lampy może siatkę sterującą przeciążyć i zniszczyć. Jest to więc dodatkowe ograniczenie wysterowania lamp wielosiatkowych.

W przypadku pełnego dopuszczalnego napięcia anodowego i emisji katody przy pracy w stanie krytycznym, przy kącie przepływu prądu anodowego $\Theta = 60 \div 80°$, przyjmuje się w przybliżeniu:

Dla triod

$$\xi_{opt} \approx 0{,}7 \div 0{,}8$$

$$\eta \approx 75\%$$

$$P_u \approx \frac{1}{6}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

$$P_a \approx \frac{1}{20}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

Dla tetrod

$$\xi_{opt} \approx 0{,}8$$

$$\eta \approx 75\%$$

$$P_u \approx \frac{1}{8}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

$$P_a \approx \frac{1}{15}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

Dla pentod

$$\xi_{opt} \approx 0{,}8 - 0{,}95$$

$$\eta \approx 75\%$$

$$P_u \approx \frac{1}{7}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

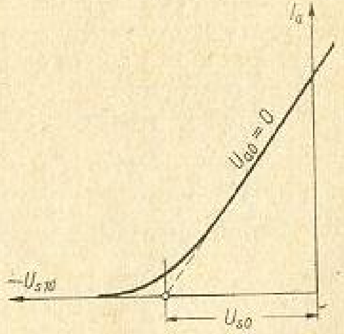
$$P_a \approx \frac{1}{25}\, I_{k\,max}\, U_{a0}$$

Otrzymywana ze wzmacniacza moc użyteczna ulega dalszym stratom w następnych elementach układu: w obwodzie strojonym — straty cieplne, w materiałach izolacyjnych — straty dielektryczne, w obudowach i ekranach — straty na prądy wirowe. Na drodze do anteny straty powstają w obwodach sprzęgających itp. Straty te, obniżając efektywną sprawność całego nadajnika, zwiększają się przy wzroście częstotliwości.

Szczegółowe parametry wzmacniacza mocy klasy C można określić po ustaleniu typu lampy w oparciu o znaną wartość mocy użytecznej P_u. Założenia obejmują następujące wielkości (określone z katalogu):

P_u — moc użyteczna wzmacniacza końcowego w.cz. (zakładając $\eta \approx 75\%$),
$P_{a\,max}$ — dopuszczalna moc strat anodowych wybranej lampy,
$U_{a\,max}$ — maksymalne napięcie anodowe,

$I_{k\,max}$ — maksymalny prąd emisyjny katody,
U_{s20} — napięcie zasilające siatki ekranowej,
S_a — nachylenie charakterystyki lampy,
$k_{s1,\,s2}$ — współczynnik wzmocnienia: siatka sterująca — siatka ekranowa,
U_{s0} — napięcie przecięcia idealnej charakterystyki siatkowej $U_{a0} = 0$ z osią poziomą (rys. 2-45),
D — przechwyt lampy ($\frac{1}{k_a}$).



Rys. 2-45. Wyznaczanie napięcia U_{s0} do obliczeń stopnia wzmacniacza mocy w klasie C

Teraz przyjmuje się wstępnie dalsze parametry, a więc:
ξ — współczynnik wykorzystania napięcia anodowego,
Θ, Θ_1 — kąty przepływu prądu anodowego i związane z nim według tablicy 2-3 pomocnicze współczynniki: α_0, α_1, $\cos\Theta$, $\cos\Theta_1$.

Na początku obliczeń określa się amplitudę napięcia o częstotliwości podstawowej w obwodzie strojonym

$$U_{a1} = \xi\, U_{a0}$$

Z kolei można określić amplitudę prądu o częstotliwości podstawowej dla użytecznej mocy wyjściowej

$$I_{a1} = \frac{2P_u}{U_{a1}}$$

Określa się wielkość składowej stałej prądu anodowego według wzoru

$$I_{a0} = I_{a1}\,\frac{\alpha_0}{\alpha_1}$$

Dla otrzymania właściwej amplitudy napięcia zmiennego wyznacza się wartość oporności dynamicznej strojonego obwodu anodowego

$$R_d = \frac{U_{a1}}{I_{a1}}$$

Poza tym moc prądu stałego doprowadzona z zasilacza do obwodu anodowego wyniesie

$$P_0 = I_{a0}\, U_{a0}$$

Stąd łatwo wyznaczyć moc strat w anodzie lampy:

$$P_a = P_0 - P_u \leqslant P_{a\,max}$$

Ostatecznie sprawność stopnia wzmacniacza wyrazi się

$$\eta = \frac{P_u}{P_0}$$

Pozostaje do obliczenia punkt pracy lampy, a więc charakterystyczne wielkości elektryczne obwodu siatki sterującej. Amplitudę napięcia zmiennego wzbudzenia określa wzór

$$U_{s1} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1 S_a (\cos\Theta_1 - \cos\Theta)} + DU_{a1} = \frac{I_{a1}}{S_a \beta_1} + DU_{a1}$$

Ostatnie wyrazy sumy można pominąć, jeśli wykorzystuje się w stopniu wzmacniacza pentody i tetrody strumieniowe, dla których przechwyt stanowi bardzo małą wartość.

Dla triody napięcie ujemnej polaryzacji siatki określa się według wzoru

$$U_{s10\ \text{kl. C}} = U_{s0} - DU_{a0} - (U_{s1} - DU_{a1}) \cos\Theta$$

Natomiast dla pentod — według wzoru

$$U_{s10\ \text{kl. C}} = U_{s0} - \frac{U_{s20}}{k_{s2\ s1}} - U_{s1} \cos\Theta$$

Prądy poszczególnych siatek można określić w przybliżeniu:

	trioda	pentoda
prąd siatki sterującej	$I_{s10} = 0{,}1 \div 0{,}15\ I_{a0}$	$I_{s10} = 0{,}03 \div 0{,}08\ I_{a0}$
prąd siatki ekranowej		$I_{s20} = 0{,}15\ I_{a0}$

Amplituda prądu siatki w przypadku częstotliwości podstawowej wynosi w przybliżeniu

$$I_{s1} = 2\ I_{s10}$$

Ostatecznie moc potrzebna do wysterowania stopnia końcowego wyniesie

$$P_{s1} = 0{,}5\ U_{s1} \cdot I_{s1}$$

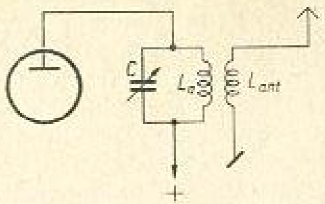
Moc wydzielona na siatkach w postaci ciepła wyniesie

$$P_{s1\ adm} = P_{s1} \leqslant P_{s1\ adm \cdot max}$$

$$P_{s2\ adm} = U_{s20} \cdot I_{s20} \leqslant P_{s2\ adm \cdot max}$$

Pozostają do określenia parametry obwodu strojonego wzmacniacza mocy. W rezonansowym wzmacniaczu napięciowym obwód strojony jest — praktycznie biorąc — jedynym obciążeniem lampy i to nie wielkim ze względu na znaczną oporność obwodu w rezonansie. Inaczej przedstawia się sprawa w przypadku rezonansowego wzmacniacza mocy. Obwód anodowy jest transformatorem obciążonym po wtórnej stronie nieznaczną opornością anteny. Oporność ta zmniejsza oporność dynamiczną obwodu strojonego i to tym więcej, im większe jest sprzężenie między obwodem anodowym a obciążeniem. Tak więc przez zmianę sprzężenia można łatwo dobrać optymalną wartość obciążenia lampy wzmacniacza mocy. Sprzężenie reguluje się przez zmianę wzajemnego położenia cewek L_a i L_{ant} (rys. 2-46) oraz przez odpowiedni dobór liczby zwojów.

Zmieniając dostrojenie anodowego obwodu strojonego rezonansowego lampy wzmacniacza stwierdza się w chwili osiągnięcia rezonansu z częstotliwością sterującą wzmacniacz nagły spadek składowej stałej

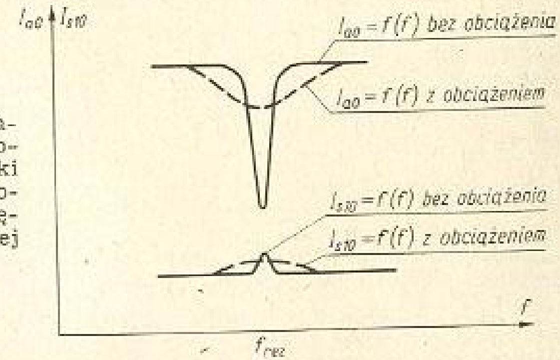


Rys. 2-46. Anodowy obwód strojony wzmacniacza mocy w układzie z cewką antenową

prądu anodowego I_{a0}. W przypadku gdy obwód anodowy jest nieobciążony, minimum to jest ostre i głębokie. Moc doprowadzona teraz do obwodu strojonego pokrywa wyłącznie zachodzące w nim straty. Wielkość minimum jest więc uzależniona od dobroci obwodu strojonego. Ponieważ impuls prądu siatki lampy pracującej w klasie C jest przesunięty w fazie w stosunku do impulsu prądu anodowego o 180° minimum składowej stałej prądu anodowego będzie odpowiadać maksimum składowej stałej prądu siatki. W prosty sposób można więc określić dostrojenie obwodu anodowego do rezonansu z częstotliwością sterującą, obserwując wskazania miliamperomierza prądu stałego, włączonego zwykle na stałe do obwodu anodowego lub siatkowego lampy wzmacniacza. (Można stosować jeden przyrząd z odpowiednim przełącznikiem).

Inaczej przedstawiają się zmiany tych prądów, gdy obwód obciążony jest przeniesioną za pomocą cewki antenowej opornością anteny. Ze wzmacniacza odbierana jest moc użyteczna i minimum prądu anodowego, zależnie od wielkości sprzężenia, jest mniej lub więcej płytkie (rys. 2-47).

Rys. 2-47. Zmiany składowej stałej prądu anodowego i prądu siatki przy dostrajaniu obwodu anodowego do częstotliwości rezonansowej



Obwód wyjściowy wzmacniacza mocy dostraja się zwykle przy obniżonym napięciu anodowym. Odstrojenie obwodu od częstotliwości rezonansowej powoduje bowiem wzrost prądu anodowego do wartości przekraczającej moc admisyjną anody, co może być przyczyną uszkodzenia lampy wzmacniacza.

Przed przystąpieniem do strojenia należy się upewnić, czy wzmacniacz mocy przejawia skłonności do wytwarzania oscylacji pasożytniczych. W tym celu zmniejsza się nieco ujemne napięcie siatki do wartości, przy której płynie dostrzegalny prąd I_{s10} i odłącza się napięcie anodowe. Teraz — przestrajając obwód w pełnym zakresie — obserwuje się prąd I_{s10}. Prąd ten nie powinien się zmieniać w całym zakresie strojenia

obwodu rezonansowego, w przeciwnym bowiem razie występują we wzmacniaczu mocy oscylacje pasożytnicze. Następnie włączając połowę napięcia anodowego przy zmniejszonym wysterowaniu wstępnie dostraja się obwód do rezonansu z częstotliwością sterującą ($I_{a0} - 1/4\, I_{a0\,norm}$). Po wstępnym dostrojeniu obwodu przy obniżonym napięciu anodowym przystępuje się do dokładnego dostrojenia obwodu do rezonansu. Ustala się przy tym już normalną wartość napięcia anodowego i zarazem zmienia stopień sprzężenia z obciążeniem, aż do uzyskania nominalnej wartości I_{a0} i I_{s10}. Jednocześnie powinno występować maksimum prądu w obwodzie antenowym, świadczące o wydzielaniu się największej mocy na obciążeniu. Jeśli obydwa ekstrema prądów I_{a0} i I_{ant} nie pokrywają się, oznacza to występowanie oscylacji pasożytniczych w stopniu wzmacniacza. W toku dostrajania należy zachować stałą amplitudę napięcia sterującego stopień wzmacniacza mocy. Zwiększenie bowiem sprzężenia z anteną powoduje — jak wiadomo — spadek wartości prądu siatki, a więc zmniejszanie się obciążenia stopnia sterującego. Amplitudę napięcia sterującego w. cz. koryguje się przez zmianę bądź wielkości sprzężenia ze stopniem wyjściowym, bądź wzmocnienia stopnia sterującego (i to w sposób dowolny, np. zmieniając napięcie siatki S_2 lampy wzmacniacza sterującego).

Należycie dostrojony i dopasowany wzmacniacz mocy wykazuje przy niewielkim odstrojeniu obwodu zmianę (wzrost) prądu I_{a0} w granicach $10 \div 15\%$.

Odłączenie obciążenia w pracującym nadajniku prowadzi do przeciążenia anody lampy. Wskutek znacznego wzrostu napięcia zmiennego w obwodzie może wówczas nastąpić przebicie kondensatora strojeniowego w wyjściowym obwodzie strojonym wzmacniacza mocy.

Jeśli wzmacniacz mocy zestrojony na sztucznym obciążeniu stanowiącym oporność o charakterze wyłącznie czynnym wymaga przestrojenia przy włączeniu normalnej anteny, świadczy to o niewłaściwej konstrukcji anteny. Może to również świadczyć o poważnym rozstrojeniu układu sprzęgającego. Przestrojeniem obwodu anodowego kompensuje się w takim przypadku składowe bierne oporności wejściowej układu antenowego.

Anodowy obwód strojony wzmacniacza mocy

Anodowy obwód strojony jest bardzo ważnym elementem układu wzmacniacza mocy. Powinien on spełniać kilka założeń dotyczących zapewnienia optymalnych warunków pracy całego układu, a mianowicie:

a. Obwód powinien wykazywać optymalną wypadkową dobroć $Q_{w\,opt}$, a to ze względu na sprawność obwodu drgań wyrażoną zależnością

$$\eta_{obw} = \frac{Q - Q_w}{Q}$$

w której:

Q — dobroć nieobciążonego obwodu drgań,

Q_w — wypadkowa dobroć obwodu drgań z dołączoną opornością obciążenia.

Z punktu widzenia sprawności obwodu dobroć wypadkowa powinna być jak najmniejsza. Jednakże obwód o małej dobroci przedstawia znaczną oporność pozorną dla wyższych harmonicznych prądu anodowego.

b. Obwód powinien być dopasowany do lampy wzmacniacza i przedstawiać oporność dynamiczną po dostrojeniu do f_{rez}

$$R_d = R_{d\,opt}$$

Oporność dynamiczna powinna mieć charakter wyłącznie czynny.

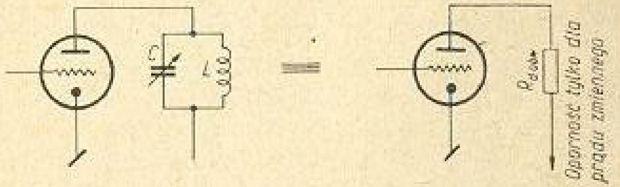
c. Wypadkowa dobroć obwodu Q_w powinna mieć wartość odpowiednią dla stłumienia częstotliwości harmonicznych.

d. Obwód powinien być łatwo przestrajalny w żądanym zakresie częstotliwości.

Przeciętna wypadkowa dobroć obwodu anodowego wzmacniacza mocy pracującego w zakresie fal krótkich zawiera się w granicach $Q_w = 10 \div 15$. Przyjmując wartość oporności obciążenia R_d otrzymaną z obliczeń stopnia wzmacniacza mocy, można określić właściwą wartość indukcyjności L cewki obwodu anodowego ze wzoru:

$$2\pi f L = \omega L = \frac{R_d}{Q_w}$$

Przypomnijmy jeszcze, że dla układu wzmacniacza z pojedynczą lampą (według rys. 2-48) optymalna oporność jej obciążenia R_d jest

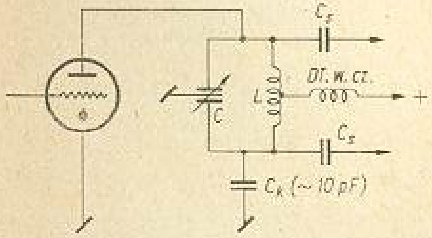


Rys. 2-48. Równoważność oporności dynamicznej obwodu strojonego

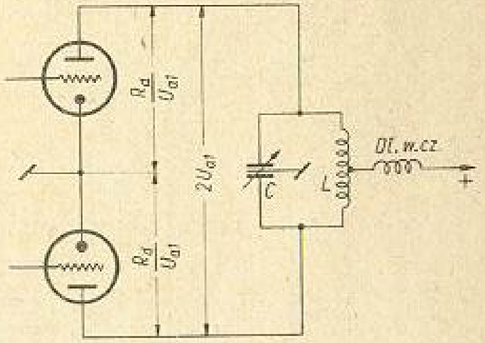
równa oporności dynamicznej obwodu wraz z opornością obciążenia — $R_{d\,obw}$

$$R_d = R_{d\,obw}$$

Dla jednolampowego układu symetrycznego (wzmacniacz sterujący symetryczny) — rys. 2-49 — napięcie na oporności dynamicznej obwodu jest dwa razy większe niż napięcie między anodą i ziemią, i wtedy



Rys. 2-49. Anodowy obwód strojony stopnia odwracającego fazę dla układu przeciwsobnego wzmacniacza mocy



Rys. 2-50. Wyznaczanie $R_{d\,obw}$ dla wzmacniacza przeciwsobnego

$$P_u = \frac{U_{a1}^2}{R_d} = \frac{(2U_{a1})^2}{R_{d\,obw}}$$

więc

$$U_{a1}^2 R_{d\,obw} = 4\,U_{a1}^2 R_d$$

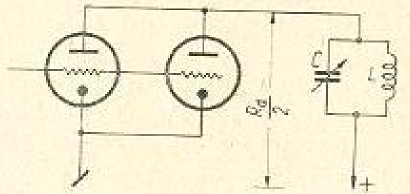
$$R_{d\,obw} = 4\,R_d$$

Następnie dla wzmacniacza mocy w układzie klasycznym przeciwsobnym (rys. 2-50)

$$R_{d\,obw} = 2\,R_d$$

przy czym

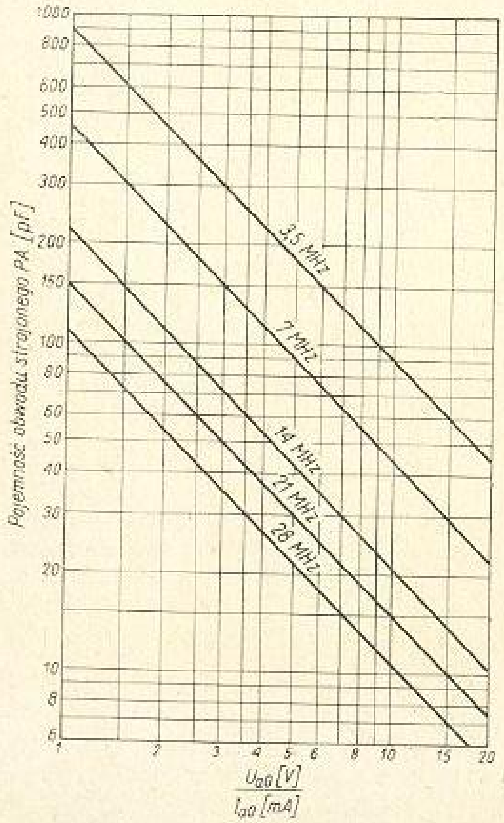
R_d — optymalna oporność obciążenia jednej lampy.



Rys. 2-51. Wyznaczanie $R_{d\,obw}$ dla wzmacniacza z lampami równoległymi

Przy wykorzystywaniu w stopniu wzmacniacza mocy dwóch lamp równolegle (często stosowane rozwiązanie) — rys. 2-51

$$R_{d\,obw} = \frac{R_d}{2}$$



Rys. 2-52. Wykres dla wyznaczania optymalnej pojemności anodowego obwodu strojeniowego przy założeniu dobroci wypadkowej Q_w=10 dla pięciu zakresów amatorskich

Wypadkowa dobroć Q_w obwodu strojonego określona jest odpowiednim stosunkiem $\frac{L}{C}$. W praktyce stosunek $\frac{L}{C}$ wyznacza się dla obwodu anodowego wzmacniacza mocy według wykresu z rys. 2-52. Przyjmując wypadkową dobroć obwodu $Q_w = 10$, można wyznaczyć z wykresu na rys. 2-47 wartość pojemności C obwodu strojonego dla poszczególnych zakresów częstotliwości amatorskich. Wykres ten ustalony jest dla różnych wartości stosunku $\frac{U_{a0}}{I_{a0}}$. Składowe tego stosunku są wartościami znanymi dla danego wzmacniacza mocy w. cz.

Przy wyższych częstotliwościach zakresu fal krótkich należy uwzględniać równoległą pojemność wewnętrzną lampy, porównywalną już z optymalną niewielką pojemnością zmienną anodowego obwodu strojonego dla tych częstotliwości (np. 25 pF dla 28 MHz).

W obwodzie strojonym wzmacniacza mocy stosuje się kondensatory zmienne zawsze z izolacją powietrzną o znacznym odstępie pomiędzy płytkami. Przyjmuje się odstęp około 1 mm na każde 500 V napięcia anodowego lampy wzmacniacza. Wsporniki izolacyjne płytek kondensatora powinny być wykonane z małostratnego materiału ceramicznego. W układach z zasilaniem szeregowym obwodu anodowego cały kondensator zmienny znajduje się pod napięciem stałym w stosunku do obudowy. Zaleca się przedłużenie osi rotora przez element sprzęgający wykonany z dobrego materiału izolacyjnego. Zapobiega to możliwości porażenia operatora przy regulacji i strojeniu.

Konstrukcja cewki obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy pracującego w zakresie fal krótkich jest uzależniona od mocy nadajnika. Zależnie od tego (tablica 2—5) zmienia się jej średnica, skok uzwojenia

Tablica 2-5

Dane konstrukcyjne cewek obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy w. cz. w zależności od mocy użytkowej

Moc użyteczna wzm. mocy W	Średnica przewodu mm	Średnica cewki mm
10	2 Cu Ag	25 ÷ 40
50	3 Cu Ag	40 ÷ 60
200	5 rurka Cu Ag	60 ÷ 80

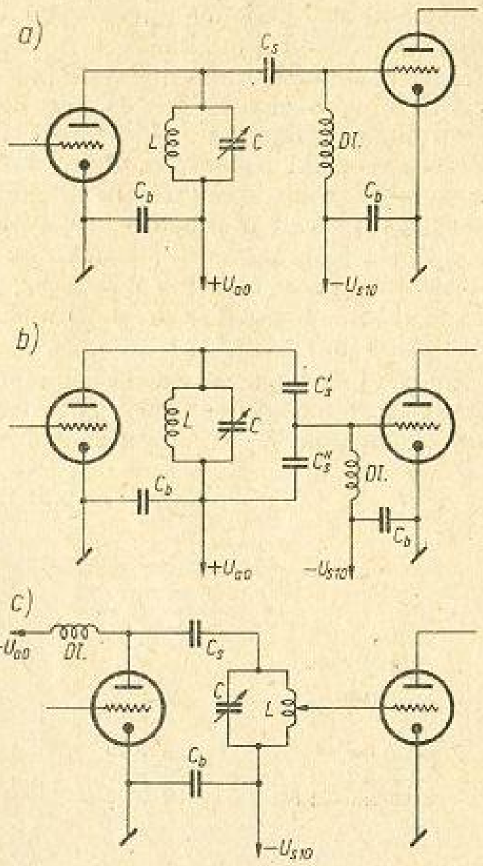
oraz średnica przewodu (najczęściej powierzchniowo srebrzonego dla zmniejszenia strat).

2.12. Obwody sprzęgające wzmacniacz sterujący ze wzmacniaczem mocy

Najprostszym sposobem sprzężenia wzmacniacza sterującego ze wzmacniaczem mocy (PA — power amplifier) jest sprzężenie pojemnościowe (rys. 2-53a). Stopień sprzężenia reguluje się dzielnikiem indukcyjnym lub pojemnościowym (rys. 2-53b, c) a także przez zmianę wartości pojemności sprzęgającej C_s w granicach 25 ÷ 200 pF. Wadą układu jest dodawanie się pojemności C_{sk} lampy do pojemności obwodu strojo-

nego, co przy większych częstotliwościach może powodować pogorszenie się właściwego stosunku $\frac{L}{C}$, a więc i dobroci Q obwodu.

Jedną z najlepszych metod jest zastosowanie jako czwórnika sprzęgającego ogniwa filtru π (Collins'a) — rys. 2-54a. Metoda ta umożliwia łatwe dopasowanie do oporności wejściowej obwodu siatki wzmacniacza mocy, a jednocześnie wydatne zmniejszenie zawartości harmonicznych

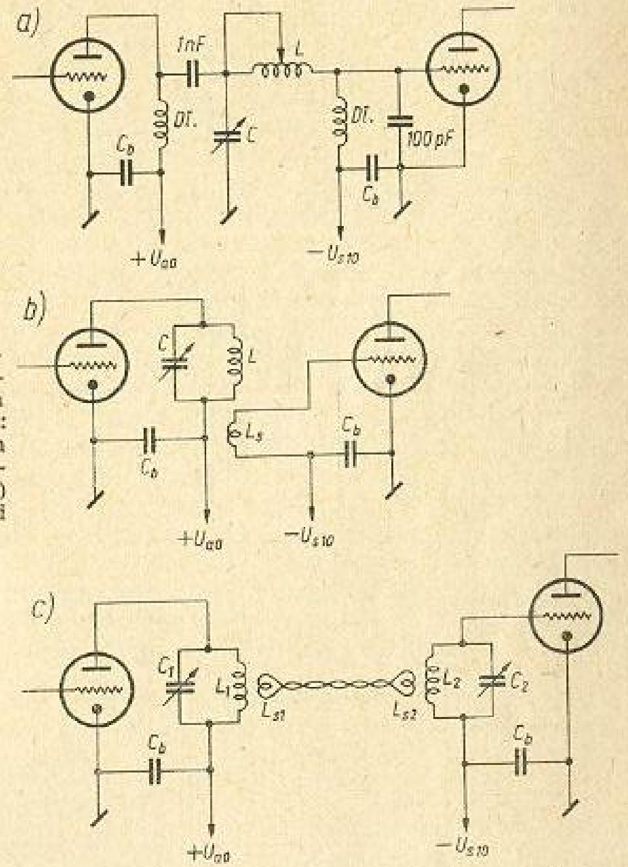


Rys. 2-53. Układy sprzęgające wzmacniacz sterujący ze wzmacniaczem mocy niesymetrycznym: a) pojemnościowy prosty; b) pojemnościowy z dzielnikiem; c) indukcyjny z regulowanym odczepem

w napięciu sterującym dzięki bocznikującemu działaniu kondensatora C równoległego do siatki. Kondensator ten, włączany bezpośrednio do zacisków podstawki lampy wzmacniacza mocy, stabilizuje ponadto pracę stopnia końcowego zasilanego w tym przypadku z punktu o niewielkiej impedancji. Optymalna pojemność tego kondensatora jest rzędu 100 pF. Wartość pojemności C_a i indukcyjności L_a jest podobna do normalnie ustalonych dla zwykłego równoległego obwodu strojonego wzmacniacza sterującego. Odczepem na cewce ustala się właściwą indukcyjność cewki filtru. Jest to układ o dużej sprawności przekazywania mocy sterowania; wymaga on stosowania równoległego zasilania poprzez dławik w. cz.

Innym rodzajem sprzężenia jest sprzężenie czysto indukcyjne z wykorzystaniem dodatkowej cewki (rys. 2-54b). Cewka sprzęgająca L_s umieszczona jest na osi cewki anodowej od strony jej „zimnego" końca,

a więc od strony uziemionej dla prądów w. cz. Przez zmianę ilości zwojów cewki L_s lub jej położenia w stosunku do cewki L_a można zmieniać w szerokich granicach wielkość sprzężenia między stopniami. W przypadku, gdy ze względów konstrukcyjnych stopień wzmacniacza znajduje się w pewnej odległości od wzmacniacza sterującego (np. na dużym stojaku), zaleca się stosowanie sprzężenia za pomocą odcinka linii zasilającej (rys. 2-54c). Najczęściej stosuje się tu linię symetryczną dwuprze-

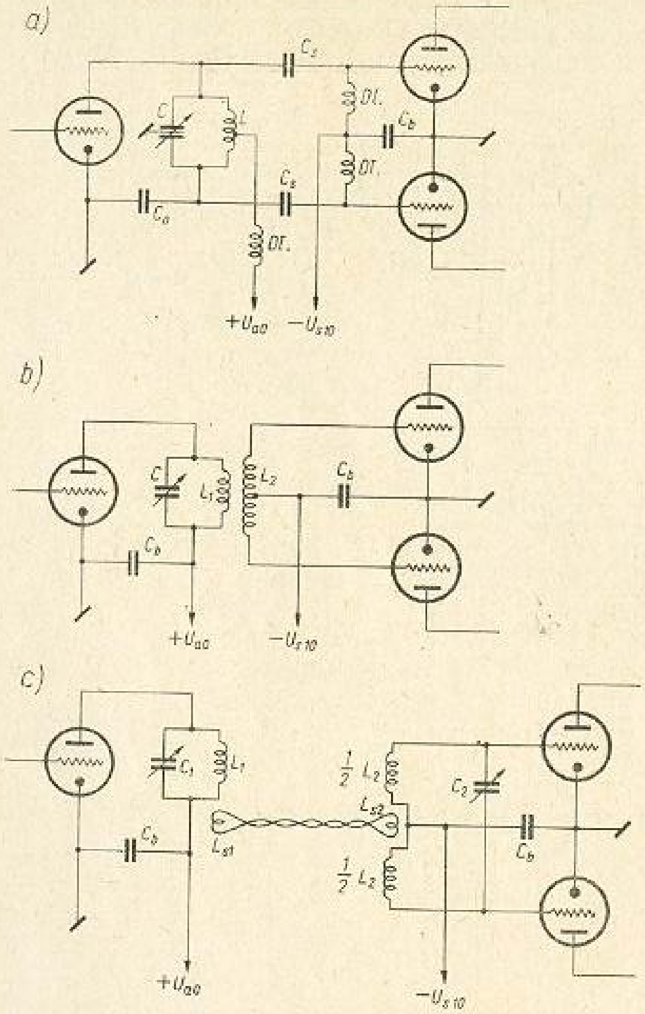


Rys. 2-54. Układy sprzęgające wzmacniacz sterujący ze wzmacniaczem mocy niesymetrycznym: a) z wykorzystaniem członu filtru π; b) indukcyjny z cewką; c) za pomocą odcinka linii zasilającej

wodową utworzoną zwykle z dwóch wzajemnie skręconych przewodów izolowanych, zakończonych po obu stronach cewki sprzęgającymi o małej liczbie zwojów. Ze względu na zmniejszenie strat należy pracować z falą bieżącą w linii sprzęgającej; powinno więc być zrealizowane właściwe dopasowanie opornościowe źródła i odbiornika do oporności falowej odcinka linii. W tym celu niezbędne jest właściwe dobranie przekładni cewek i ich położenia w stosunku do obwodów strojonych — anodowego i siatkowego. W odcinku sprzęgającym płyną znaczne prądy w. cz. i dlatego stosuje się przewody linii o większej średnicy.

Układy sterowania przeciwsobnych wzmacniaczy mocy przedstawione są na rys. 2-55. Specjalnej tu uwagi wymaga właściwa symetria

obwodów strojonych, np. stosowanie dodatkowej pojemności kompensującej C_0 pojemność wyjściową lampy przy sprzężeniu pojemnościowym (rys. 2-55a). Cewka odcinka linii sprzęgającej powinna być umieszczona



Rys. 2-55. Układy sprzęgające wzmacniacz sterujący ze wzmacniaczem mocy przeciwsobnym: a) pojemnościowy; b) indukcyjny; c) za pomocą odcinka linii zasilającej

w geometrycznym środku dzielonej cewki obwodu strojonego siatkowego wzmacniacza mocy, od tego bowiem zależy właściwa symetria sprzężenia.

2.13. Obwód anodowy oraz zagadnienie neutralizacji w stopniu wzmacniacza mocy

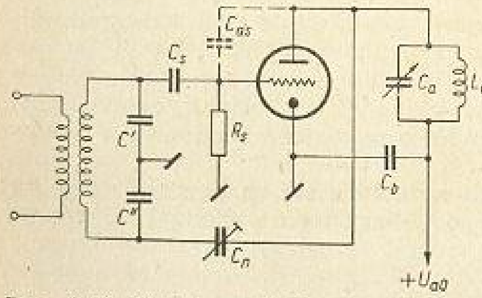
Obwód anodowy wzmacniacza mocy jest w klasycznym przypadku normalnym strojonym obwodem równoległym (rys. 2-46) sprzężonym z cewką antenową o odpowiedniej przekładni.

W jednym z najpopularniejszych ostatnio układów wykorzystuje się jako obwód strojony po prostu człon filtru typu π dołączony do obwodu anodowego poprzez kondensator izolujący od stałego napięcia zasilającego. Obwód anodowy lampy zasilany jest oczywiście w układzie równoległym przez dławik w. cz. Jest to system bardzo prosty i skuteczny, zapewniający dobre dopasowanie do obciążenia i eliminujący w znacznym stopniu niepożądane częstotliwości harmoniczne na wyjściu układu nadawczego.

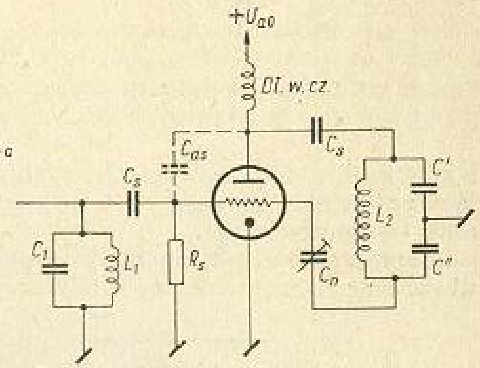
Obwód anodowy wzmacniacza mocy dostrojony jest zwykle do częstotliwości sterowania. Powielanie częstotliwości w stopniu końcowym stosuje się tylko w wyjątkowych przypadkach i to wyłącznie w urządzeniach nadawczych o bardzo małej mocy (QRP). Jak wiadomo (pkt. 2. 8), sprawność stopnia wyjściowego w takim przypadku znacznie maleje.

Przy stosowaniu w stopniu wzmacniacza w. cz. lampy o znacznej pojemności międzyelektrodowej C_{as}, jak np. triody lub słabo ekranowanej tetrody, może powstać szkodliwe dodatnie sprzężenie zwrotne z obwodu anodowego do siatkowego. Oba te obwody są dostrojone do tej samej częstotliwości. Powstaje układ generatora Huth-Kühna. Sprawność wzmacniacza oczywiście maleje, a układ zachowuje się niestabilnie, oscyluje np. przy rozwartym kluczu w obwodzie VFO, wprowadzając poważne zakłócenia. Prawidłowa manipulacja telegraficzna i modulacja są niemożliwe. Nowoczesne pentody i tetrody — ze względu na małe pojemności C_{as} — są w zakresie fal krótkich wolne od tego zjawiska.

Triod obecnie prawie nie spotyka się już w stopniach wyjściowych przeciętnych nadajników amatorskich. Oscylacje tego typu występują natomiast często przy większych częstotliwościach w układach wykorzystujących lampy mocy konstruowane do pracy przy częstotliwościach akustycznych, a więc przeciętne pentody głośnikowe. Korzystnym rozwiązaniem jest wtedy zastosowanie tzw. neutralizacji. Polega ona na skompensowaniu szkodliwego sprzężenia zwrotnego dodatkowym sprzężeniem o przeciwnej fazie. Stosuje się do tego celu zwykle mały kon-



Rys. 2-56. Układ neutralizacji siatkowej



Rys. 2-57. Układ neutralizacji anodowej

densator zmienny o pojemności porównywalnej z pojemnością szkodliwą C_{as} lampy. Rzadziej stosuje się odcinek linii symetrycznej o skrzyżowanych przewodach.

Zależnie od miejsca, w którym następuje obrócenie fazy napięcia o 180°, określa się układ neutralizacji jako siatkowy lub anodowy.

W układzie neutralizacji siatkowej w strojonym obwodzie siatkowym stosuje się dzielnik pojemnościowy, który odwraca o 180° fazę napięcia zmiennego odbieranego z anody poprzez mały kondensator neutralizujący. Odwrócenie fazy następuje w stosunku do fazy napięcia sterującego wzmacniacz (rys. 2-56).

Układ neutralizacji anodowej przedstawiony jest na rys. 2-57. W tym układzie dzielnik pojemnościowy C' C'' włączony jest w obwód anodowy. Przy neutralizacji pentod, gdy pojemność C_n wypada bardzo mała, można — korzystając z warunku równowagi układu neutralizującego:

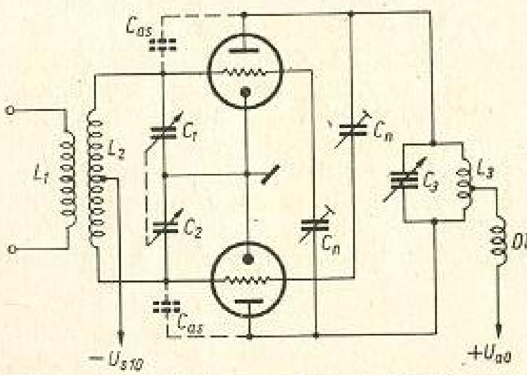
$$C'C_n = C''C_{as}$$

dobrać dzielnik $C'C''$ tak, aby pojemność kondensatora neutralizującego można było zwiększyć do wartości praktycznie wygodnej.

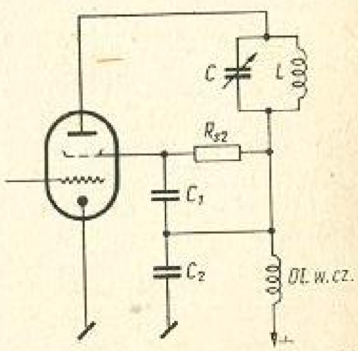
Opisany sposób neutralizacji układów niesymetrycznych wzmacniaczy nie pozwala na idealne odwrócenie fazy. Natomiast w bardzo prosty sposób może być zrealizowana neutralizacja w układzie wzmacniacza przeciwsobnego (rys. 2-58).

Dzięki symetrii układu łatwo znaleźć punkty dołączenia kondensatora C_n, zapewniające przeciwną fazę z idealnym przesunięciem o 180°.

Neutralizację wzmacniacza z pentodą można osiągnąć w układzie z rys. 2-59 za pośrednictwem obwodu siatki ekranowej. Na impedancji



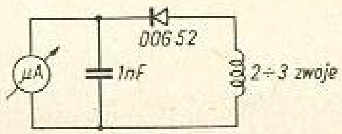
Rys. 2-58. Układ neutralizacji stopnia przeciwsobnego



Rys. 2-59. Układ neutralizacji tetrody lub pentody

kondensatora dodatkowego C_2 występuje spadek napięcia w. cz. powodujący pojawienie się napięcia w przeciwfazie na siatce ekranowej, a w wyniku — neutralizację.

Sprawność działania neutralizacji sprawdza się za pomocą czujnika utworzonego z obwodu aperiodycznego połączonego z diodą i mikroamperomierzem (rys. 2-60). Po odłączeniu napięcia anodowego i napięcia

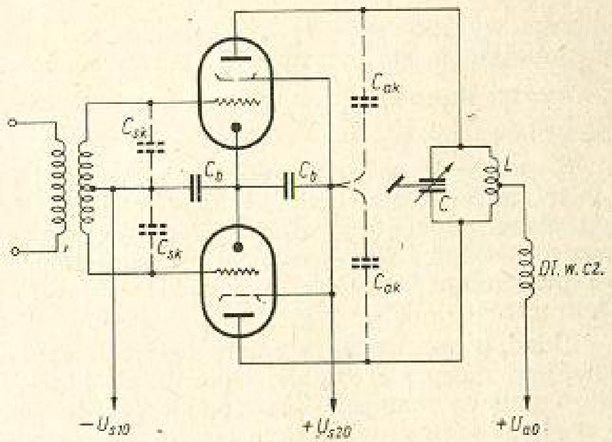


Rys. 2-60. Czujnik do sprawdzenia neutralizacji

siatki ekranowej oraz zbliżeniu czujnika do anodowego obwodu strojonego, przestraja się w całym zakresie kondensator zmienny. Przy prawidłowym ustawieniu kondensatora C_n wielka częstotliwość nie przenika z obwodu siatkowego do obwodu anodowego. Innym sprawdzianem dobrego zestrojenia obwodu neutralizacji jest niezależność prądu siatki lampy PA od strojenia obwodu anodowego, przy odłączonym napięciu anodowym.

2.14. Przeciwsobne wzmacniacze mocy

Wzmacniacze mocy w układzie przeciwsobnym, chętnie dawniej stosowane w zakresie fal krótkich są obecnie popularne w pracy na zakresach fal ultrakrótkich. Cenną ich zaletą jest szeregowe połączenie pojemności wejściowych i wyjściowych lamp i w związku z tym możliwość stosowania obwodów o dużym stosunku $\frac{L}{C}$ nawet przy dużych częstotliwościach (rys. 2-61). Dalszą ich zaletą jest pełna eliminacja pa-



Rys. 2-61. Pojemności międzyelektrodowe przy układzie przeciwsobnym wzmacniacza

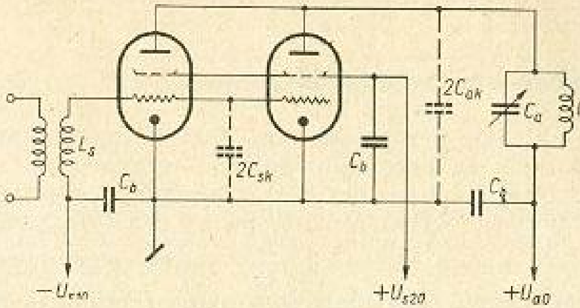
rzystych częstotliwości harmonicznych w przypadku zachowania idealnej symetrii układu. Z tego też względu układ przeciwsobny nie nadaje się do podwajania częstotliwości tam, gdzie stosuje się najczęściej układy tzw. Push-Push. Natomiast z powodzeniem wykorzystuje się układ przeciwsobny przy potrajaniu częstotliwości.

Układy przeciwsobne pracują poprawnie tylko przy idealnej symetrii i wymagają stosowania zawsze dwóch lamp lub jednej podwójnej. Strojony obwód anodowy powinien wykazywać znaczną oporność dynamiczną, dwukrotnie większą niż w przypadku układu niesymetrycznego. Konstrukcja kondensatorów obrotowych jest złożona, a przełączanie zakresów bardzo uciążliwe. Z tego też względu na zakresie fal do 30 MHz stosuje się powszechnie układy niesymetrycznych wzmacniaczy mocy.

2.15. Wzmacniacz mocy z równolegle połączonymi lampami

Moc nadajnika można zwiększyć w sposób prosty przez równoległe włączenie dwu lub więcej jednakowych lamp mocy. Prowadzi to jednak do wzrostu wszystkich szkodliwych pojemności w układzie (pojemność

montażu i pojemności wewnętrzne lamp) — (rys. 2-62). Wzrasta przede wszystkim pojemność wejściowa układu, co przy większych częstotliwościach prowadzi do zmniejszenia się napięcia sterującego. Wzrost po-



Rys. 2-62. Pojemności międzyelektrodowe przy układzie wzmacniacza z lampami równoległymi

jemności wyjściowej w tym przypadku nie jest tak groźny ze względu na zmniejszenie się optymalnej oporności obciążenia o połowę. Zmniejszyć można stosunek $\frac{L}{C}$, a więc dodatkowe pojemności równoległe do obwodu nie odgrywają większej roli.

W praktyce układ równolegle połączonych lamp wykorzystuje się w zakresie fal krótkich do 14 MHz włącznie, przy czym nie należy się spodziewać pełnego podwojenia mocy wyjściowej przy włączeniu dwóch lamp równolegle. W zakresie fal o długości 40 ÷ 80 m wzrost mocy wynosi przeciętnie 70 ÷ 80%, a w zakresie fal 10 ÷ 20 m wzrost ten nie przekracza 40 ÷ 60%.

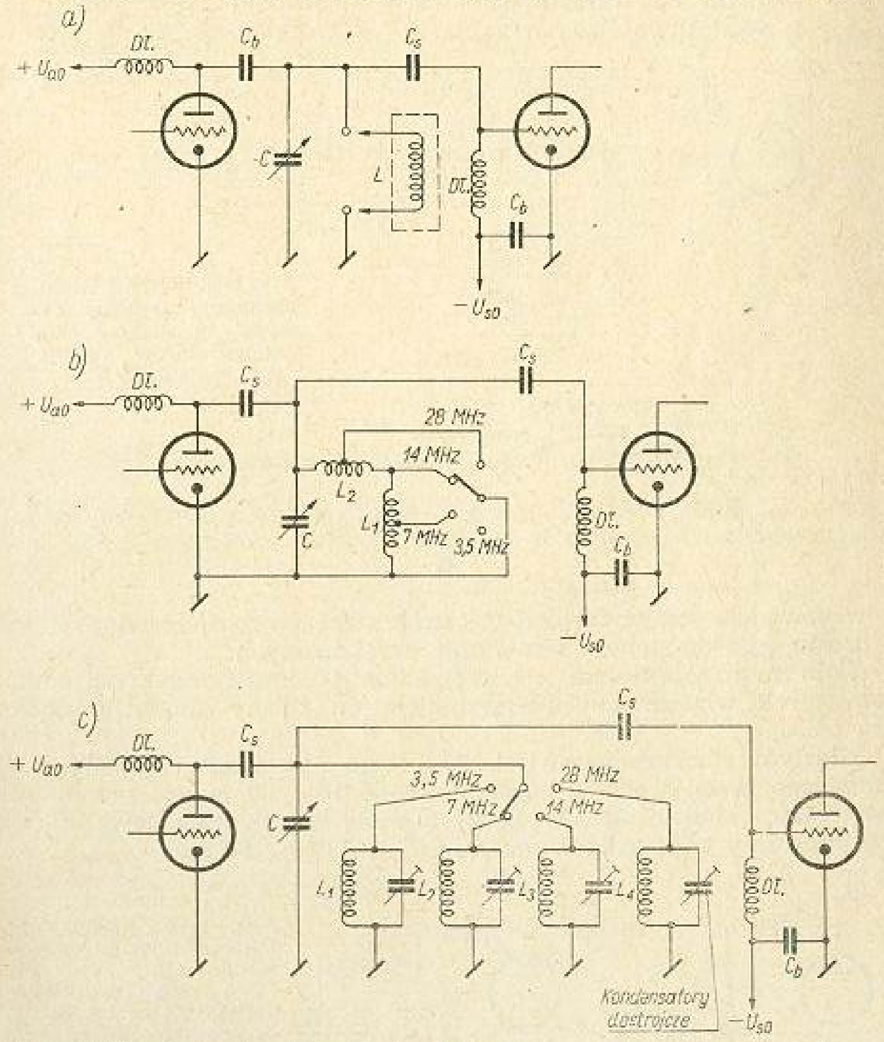
Układ wzmacniacza z równoległymi lampami wymaga teoretycznie podwójnej mocy sterowania. Opornik siatkowy oraz ekranu mają oporność o połowę mniejszą, prąd anodowy wzrasta podwójnie w stosunku do prądu układu z pojedynczą lampą. Poważną wadą układu jest zwiększona skłonność do szkodliwych oscylacji wskutek powiększenia się szkodliwej pojemności C_{as}. Niejednokrotnie konieczne jest wprowadzenie neutralizacji. Oscylacjom w zakresie ukf zapobiegają oporniki masowe o wartości rzędu 50 omów z nawiniętym wzdłuż dławikiem ukf. Włącza się je bezpośrednio w doprowadzenia elektrod lamp łączonych równolegle.

Wszystkie doprowadzenia zasilające ekrany lamp blokuje się indywidualnie do każdej katody i osobnego punktu masy w obrębie podstawki lampowej, za pomocą małoindukcyjnych kondensatorów o pojemności 1000 ÷ 5000 pF. Przewody zasilania siatki ekranowej poleca się prowadzić w ekranie uziemionym do katody każdej lampy. Anody lamp blokuje się do masy (katody) koncentrycznym kondensatorem o pojemności 10 pF (wykonanym np. z odcinka kabla telewizyjnego). Wszystkie doprowadzenia, a przede wszystkim połączenie katody z masą, wykonuje się z płaskiej taśmy miedzianej dla zmniejszenia indukcyjności własnej przewodów, srebrzonej dla zmniejszenia strat.

Niniejsze uwagi odnoszą się oczywiście także do normalnych układów z pojedynczymi lampami, bowiem i w nich występują skłonności do drgań pasożytniczych.

2.16. Przełączanie zakresów w obwodach strojonych

Konieczność wykorzystywania amatorskiego urządzenia nadawczego w komunikacji na wielu zakresach długości fal stwarza poważny problem właściwego rozwiązania konstrukcyjnego pod względem przystosowania obwodu strojonego nadajnika (siatkowego, anodowego) do pracy na żądanej częstotliwości. W dawnych układach amatorskich stosowano powszechnie cewki wymienne zaopatrzone w odpowiednie wtyki (rysunek 2-63a). Pomijając niewygodę tego systemu trzeba stwierdzić, że



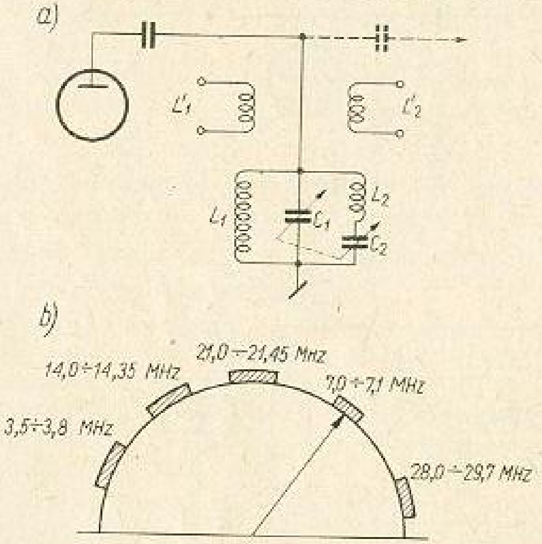
Rys. 2-63. Przełączanie zakresów obwodów strojonych we wzmacniaczu sterującym lub wzmacniaczu mocy: a) cewki na wtyku; b) cewki zwierane; c) cewki przełączane

był on sprzeczny z zasadą bezpieczeństwa obsługi radiostacji (cewki przy zasilaniu szeregowym znajdują się pod napięciem anodowym; wymiana ich przy ew. nieodłączonym napięciu anodowym mogła spowodować po-

rażenie operatora). Wymienność cewek nie sprzyjała także ich stabilności.

Znacznie sprawniej i bezpieczniej dokonuje się zmiany zakresów przez przełączanie cewek (rys. 2-63b). Zwiera się wówczas część cewki przez styki odpowiednio masywnego przełącznika o konstrukcji opartej o małostratne materiały izolacyjne (kalit). Prąd bierny płynący w zwartej części cewki nie wpływa obciążająco na obwód strojony pod warunkiem małej oporności czynnej zwartej części cewki. Spełnienie tego warunku wymaga zapewnienia idealnych styków w przełączniku zakresów.

Ze względu na wzrastające straty w zwartej części cewki przy większych częstotliwościach w zakresie fal krótkich, zaleca się stosowa-

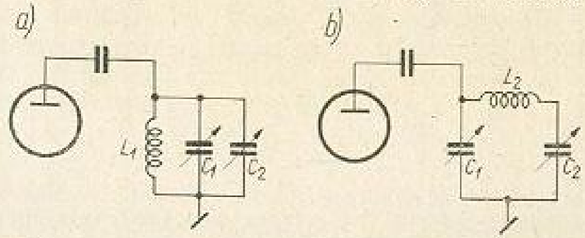


Rys. 2-64. Obwód wielopasmowy: a) układ obwodu; b) rozkład skali kondensatorów strojeniowych

nie w obwodzie strojonym dwóch cewek szeregowych, ustawionych osiami prostopadle do siebie i wzajemnie ekranowanych.

Dobrym rozwiązaniem jest stosowanie dla każdego zakresu oddzielnych cewek włączanych przełącznikiem od strony anodowej obwodu (rys. 2-63c).

Niezłym rozwiązaniem jest poza tym stosowanie obwodu wielopasmowego pracującego w całym zakresie 10 ÷ 80 m bez przełącznika. Jest to tzw. „multiband". Wykorzystuje się w nim dwie cewki L_1 i L_2, oraz podwójny kondensator zmienny C_1 i C_2 (rys. 2-64).



Rys. 2-65. Układy zastępcze obwodu wielopasmowego: a) dla mniejszych częstotliwości (3,5 ÷ 7 MHz); b) dla większych częstotliwości (14 ÷ 28 MHz)

W przypadku mniejszych częstotliwości układ w związku z niewielką opornością indukcyjną cewki L_2 dla tych częstotliwości przybiera postać zastępczą — rys. 2-65a. Kondensatory zmienne pracują zatem równolegle. W przypadku większych częstotliwości oporność indukcyjna

cewki L_1 jest znaczna, że układ zastępczy przybiera postać z rys. 2-65b. Teraz oba kondensatory zmienne połączone są szeregowo.

Cewki L_1 i L_2 ustawione są osiami prostopadle do siebie. Stosuje się cewkę antenową L_1' oraz L_2'', przy czym każda z nich sprzężona jest odpowiednią cewką L_1 i L_2. Cewka L_1' wykorzystana jest na pasmach 40 ÷ 80 m, cewka L_2' na pasmach 10 ÷ 15 ÷ 20 m.

W razie stosowania obwodu wielopasmowego we wzmacniaczu sterującym napięcie użyteczne odbierane jest przez dodatkowy kondensator C_d — niesymetrycznie.

Obwód uniwersalny zapewnia pokrycie zakresu $f_g : f_d$ w stosunku 9 : 1 (zwykle 3 : 1).

Szczegółowe dane cewek uwidocznione są w tablicy 2-6, a rozkład skali strojeniowej przedstawiony jest na rys. 2-64b.

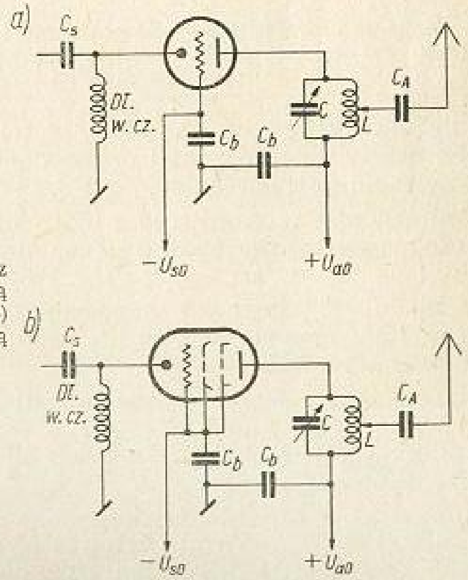
Tablica 2-6

Dane cewek i kondensatorów obwodu wyjściowego „multiband"

	Liczba zwojów	Średnica cewki	Długość uzwojenia	Średnica przewodu	Indukcyjność
	—	mm	mm	mm	μH
L_1	11	60	30	1,5	7,5
L_2	5	60	25	2,0	2
C_1C_2	2 × 10 ÷ 125 pF				

2.17. Wzmacniacz mocy w. cz. z uziemioną siatką

Dość powszechne zastosowanie znajduje ostatnio wzmacniacz w układzie z uziemioną siatką. Wykorzystuje się w nim triody nadawcze, pen-



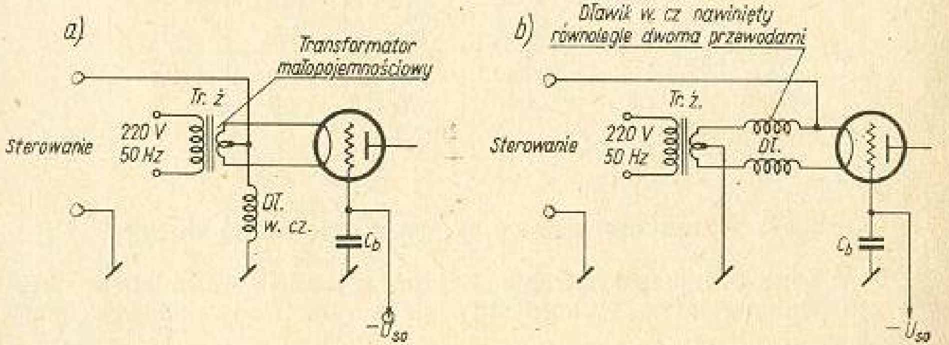
Rys. 2-66. Wzmacniacz mocy w.cz. z uziemioną siatką: a) z triodą; b) z lampą wielosiatkową

tody lub tetrody (rys. 2-66). Siatka trzecia pentody powinna być wprowadzona na zewnątrz. Przy lampach wielosiatkowych wszystkie siatki

są połączone razem i uziemione dla napięć wielkiej częstotliwości. Napięcie sterujące doprowadzone do obwodu katody pozostaje w fazie z napięciem anodowym, a oporność wejściowa obwodu sterowania jest niewielka. Uziemiona siatka zmniejsza pojemność anoda-katoda lampy w takim stopniu, że układ pracuje stabilnie przy wielkich częstotliwościach fal krótkich, bez stosowania neutralizacji; wymaga jednak stosunkowo dużej mocy sterowania wynoszącej 12 ÷ 15% wyjściowej mocy lampy.

Moc sterowania nie jest tracona we wzmacniaczu, lecz wydziela się na wyjściu (po odliczeniu pewnych strat) jako moc użyteczna wraz z mocą normalną. Użyteczna moc wyjściowa jest zatem prawie całkowitą sumą mocy sterowania i mocy użytecznej wzmacniacza.

Obwód katody musi być izolowany od ziemi dla prądów w. cz., co stwarza dodatkową trudność przy zasilaniu obwodów żarzenia, szczególnie lamp bezpośrednio żarzonych. Stosuje się tu specjalne dławiki zwykłe lub nawinięte podwójnym przewodem (rys. 2-67). W przypadku



Rys. 2-67. Zasilanie obwodu katody bezpośrednio żarzonej we wzmacniaczu z uziemioną siatką: a) z wykorzystaniem transformatora małopojemnościowego; b) z zastosowaniem dławika bifilarnego

korzystania z dławików w obwodzie żarzenia należy zawsze uwzględnić spadek napięcia na oporności przewodów, a więc i stosować przewody o odpowiednio dużej średnicy.

Obwód żarzenia wzmacniacza z uziemioną siatką może być zasilany także z osobnego transformatora żarzeniowego o małopojemnościowym uzwojeniu.

Przy modulacji anodowej wzmacniacza z uziemioną siatką, odzyskana na wyjściu moc sterowania nie jest modulowana. Jest to oczywiście jego niekorzystna własność.

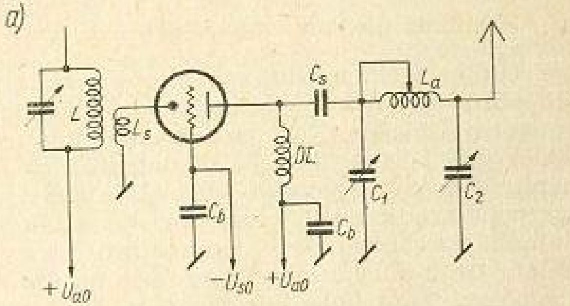
Wzmacniacze z uziemioną siatką stosuje się jako stopnie separujące od strony VFO, jako stopnie sterujące, a przede wszystkim (ze względu na wielką liniowość) w układach wzmacniaczy mocy przy systemie SSB (modulacja jednowstęgowa).

Do pracy we wzmacniaczu doskonale nadają się takie lampy jak 6 AG 7, LS 50, ГК 71 i inne, nie licząc triod dużej mocy. Lampy pośrednio żarzone ułatwiają wykorzystanie ich w tym układzie; dzięki nieznacznej pojemności katoda-włókno łatwiej bowiem odizolować katodę od ziemi dla prądów w. cz.

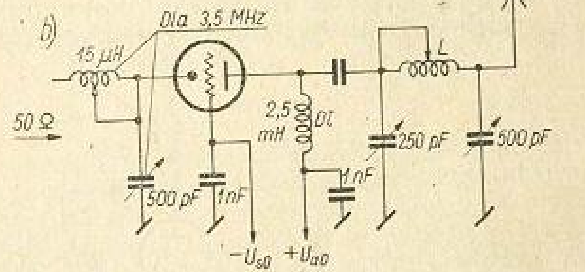
Wartości stałych napięć i prądów w układzie wzmacniacza z uziemioną siatką są zgodne z wartościami dla normalnego wzmacniacza w układzie z uziemioną katodą.

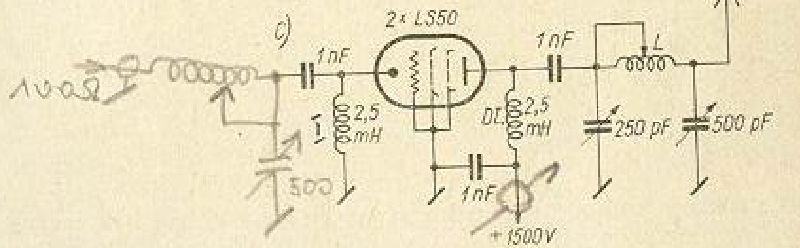
Obwód sterowania o małej oporności uzyskuje się z dodatkowego uzwojenia sprzężonego z anodowym obwodem strojonym wzmacniacza sterującego. Uzwojenie sprzęgające stanowi 25% zwojów obwodu strojonego.

Przy zasilaniu stopnia końcowego za pomocą linii koncentrycznej o niewielkiej oporności falowej (np 50 Ω) stosuje się układ z rys. 2-68.



Rys. 2-68. Wzmacniacz z uziemioną siatką: a) sterowany poprzez cewkę małozwojową; b) sterowany odcinkiem linii koncentrycznej o $Z_F = 50$ Ω; c) przykład wzmacniacza z lampą LS 50





Wartość indukcyjności i pojemności w wejściowym układzie dopasowującym podana jest dla częstotliwości 3,5 MHz. Przy większych częstotliwościach zmniejsza się je proporcjonalnie (7,5 μH, 250 pF — dla 7 MHz).

Stopień wzmacniacza z uziemioną siatką w układzie z lampą ГУ 50 (LS 50) — rys. 2-68c — pracuje bardzo wydajnie bez dodatkowych napięć siatek i wobec tego nieistotne jest tu zagadnienie stabilizacji tych napięć.

Oporność wejściowa układu z jedną lampą jest rzędu 250 omów. Stosując dwie lampy LS 50 równolegle osiąga się oporność wejściową około 100 omów, co umożliwia praktycznie zasilanie obwodu wejściowego wzmacniacza za pomocą normalnej linii koncentrycznej.

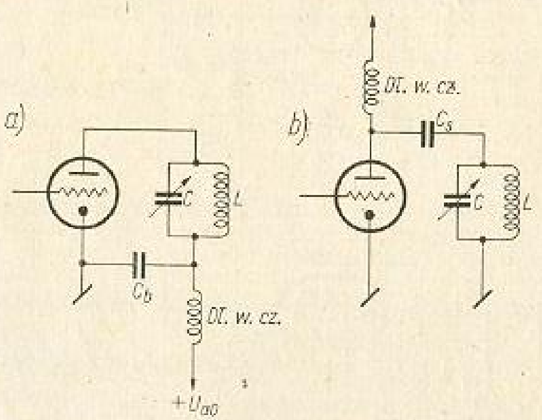
Napięcie anodowe ma wartość rzędu $1200 \div 1500$ V, a moc uzyskiwana na wyjściu dwulampowego wzmacniacza z uziemioną siatką wynosi wtedy około 200 W, zaś moc sterowania około 25 W. Współczynnik wzmocnienia mocy wzmacniacza z uziemioną siatką zwiększa się wraz ze wzrostem U_{a0}. Przy wyższych napięciach anodowych potrzebna jest odpowiednio mniejsza moc sterowania.

2.18. Zasilanie lampy wzmacniacza mocy

Zasilanie obwodu anodowego

Od napięcia anodowego lampy wzmacniacza mocy w zasadniczym stopniu zależy moc wyjściowa nadajnika. Napięcie to jest zazwyczaj stosunkowo wysokie, dochodzi bowiem przy lampach o mocy użytecznej 200 W do $1500 \div 2000$ V. W nadajnikach średniej mocy ($50 \div 100$ W) napięcie anodowe wynosi przeciętnie $600 \div 700$ V. Ostatnio coraz większą popularność zdobywają sobie takie lampy, jak np. 829, o dużej wydajności prądowej przy stosunkowo niewysokim napięciu anodowym. Zaleta ta w dużym stopniu rzutuje na uproszczenie obwodów zasilaczy, złagodzenie wymagań konstrukcyjnych, a przy tym i izolacyjnych.

Wysokie napięcie może być dostarczane do obwodu anodowego w układzie szeregowym lub równoległym (rys. 2-69). Układ szeregowy



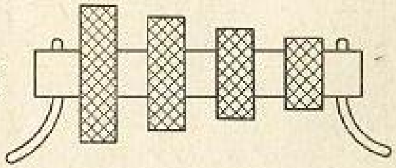
Rys. 2-69. Zasilanie anodowego obwodu wzmacniacza rezonansowego: a) szeregowe; b) równoległe

jest prostszy pod względem konstrukcji, ale niezbyt bezpieczny w obsłudze. W obwodzie strojonym występuje bowiem wysoki potencjał stały napięcia zasilającego, co stwarza dodatkowe wymagania, jakim powinny odpowiadać izolatory wsporcze, kondensatory zmienne itp., a także przełącznik zakresów. Ze względu na możliwość porażenia wszelkie manipulacje przy obwodzie anodowym w przypadku włączonego napięcia anodowego powinny być wykluczone. W układzie z szeregowym zasilaniem konieczne jest odblokowanie przewodu zasilającego obwód strojony. Do tego celu służy bezindukcyjny kondensator o pojemności rzędu $1000 \div 10\,000$ pF. Należy go bezwzględnie połączyć z drugiej strony z uziemioną katodą lampy, a nie z najbliższym punktem uziemiającym. Wykluczy to ewentualny przepływ prądów wyrównawczych w. cz. przez blachę podstawy nadajnika, a więc i występujące często szkodliwe sprzężenia.

Zasilanie równoległe, jakkolwiek bezpieczniejsze ze względu na uziemienie obwodu strojonego dla napięcia stałego, ma tę niedogodność, że wymaga dodatkowego stosowania dławika w. cz. oraz kondensatora oddzielającego. Kondensator ten powinna cechować wysoka jakość i duża wytrzymałość na przebicie. W przypadku nadajników dużej mocy należy się liczyć z możliwością przeciążenia kondensatora nadmiernym prądem w. cz. Jeśli chodzi o dławik w. cz., to powinien on wykazywać przede wszystkim znaczną (o wiele większą od optymalnej oporności obciążenia lampy wzmacniacza) oporność o charakterze indukcyjnym przy częstotliwościach roboczych nadajnika. Oporność ta musi zachować stałą wartość w możliwie szerokim zakresie częstotliwości.

Zastosowanie takiego dławika aperiodycznego umożliwia pracę w kilku zakresach amatorskich bez konieczności jego wymiany, co oczywiście upraszcza samą obsługę. W dławiku nie powinien występować rezonans wynikający z pojemności międzyuzwojeniowych w całym zakresie częstotliwości pracy. Wykonuje się go zatem w sposób zmniejszający znacznie pojemności międzyzwojowe (rys. 2-70). Rezonans własny dławika powinien być przesunięty w stronę większych częstotliwości (poza zakresem pracy nadajnika). Dławik ten składa się z szeregu cewek krzyżowych o zmniejszającej się średnicy, rozmieszczonych na rurkowym korpusie w pewnym stałym odstępie. Indukcyjność własną dławika utrzymuje się w granicach $1 \div 2{,}5$ mH (wartość ogólnie przyjęta dla zakresu fal krótkich). Oporność dławika dla prądu stałego powinna być możliwie jak najmniejsza, gdyż wtedy nie będą występowały straty napięcia anodowego. Średnicę drutu nawojowego dobiera się w zależności od prądu płynącego przez dławik, przyjmując średnią gęstość prądu $2{,}5 \div 3{,}5$ A/mm². Dławik włącza się cewką o najmniejszej średnicy od strony anody. Dolne zakończenie dławika blokuje się bezpośrednio do katody lampy kondensatorem bezindukcyjnym o pojemności $1000 \div 10\,000$ pF.

Rys. 2-70. Konstrukcja aperiodycznego dławika w.cz.



Dławik można uznać za dobry, gdy po wmontowaniu go do układu nadajnika z odłączonym zasilaniem, pomiar dokonany za pomocą generatora GDO nie wykazuje w układzie rezonansu ani szeregowego (dławik zwarty przewodem), ani równoległego (dławik rozwarty), i to w każdym zakresie częstotliwości pasm amatorskich.

Zasilanie obwodu siatki ekranowej

Siatka ekranowa we wzmacniaczach mocy nadajników zasilana jest napięciem znacznie niższym od anodowego (zwykle napięciem rzędu $350 \div 450$ V) z osobnego źródła (zasilacza sieciowego).

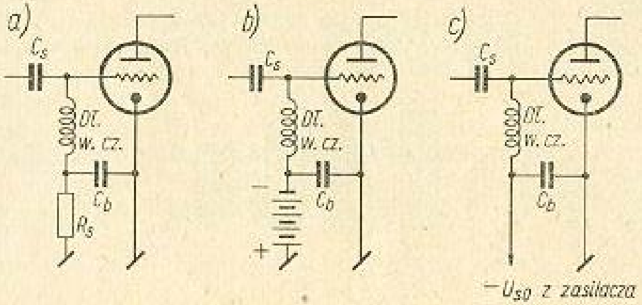
Siatkę ekranową zasila się często poprzez opornik szeregowy z obwodu zasilania anodowego. Taki system zasilania umożliwia prostą modulację anodowo-ekranową stopnia wzmacniacza mocy. Opornik szerego-

wy — poza redukowaniem napięcia — zapobiega jeszcze przeciążeniu prądowemu siatki ekranowej w chwilach, gdy obwód anodowy lampy pozbawiony jest obciążenia. Rosnący prąd siatki ekranowej zwiększa bowiem spadek napięcia na oporniku R_{s2}, wobec czego maleje napięcie na ekranie oraz zmniejsza się prąd anodowy I_{a0}.

Siatka ekranująca zablokowana jest do uziemionej katody kondensatorem bezindukcyjnym o pojemności rzędu 5000 pF.

Zasilanie siatki sterującej ujemnym napięciem polaryzacji

Ujemne napięcie siatki sterującej zapewnia właściwy punkt pracy lampy w klasie C i osiąga wartość sięgającą nawet 200 ÷ 300 V. W najprostszym przypadku napięcie to otrzymuje się z układu przedstawionego na rys. 2-71a. Po doprowadzeniu napięcia sterującego w.cz. do obwodu



Rys. 2-71. Zasilanie obwodu siatkowego ujemnym napięciem polaryzacji: a) przy wykorzystaniu działania opornika siatkowego R_s; b) przy użyciu baterii ogniw; c) ze stabilizowanego zasilacza sieciowego

siatkowego następuje przepływ składowej stałej prądu siatki przez opornik R_s zabocznikowany pojemnością C_s. Odpowiednio do wartości opornika R_s i napięcia sterującego prąd siatki określa właściwe ujemne napięcie polaryzacji zawsze proporcjonalne do napięcia sterującego w.cz., a wyrażone iloczynem:

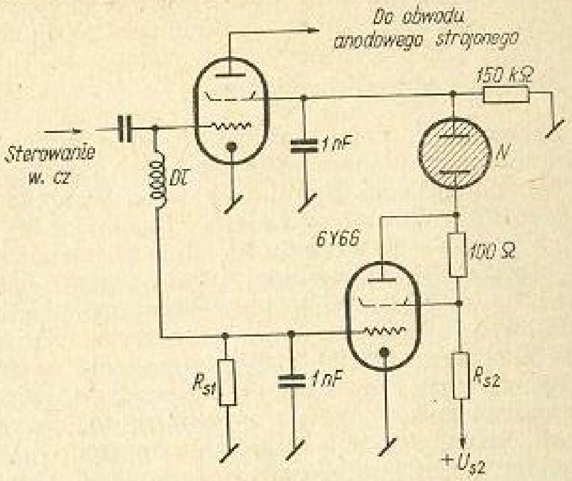
$$U_{s10} = I_{s10} R_s$$

Występuje tu automatyczna regulacja wielkości polaryzacji w miarę wzrostu wzbudzenia.

Wadą tego prostego systemu uzyskiwania polaryzacji jest zanik ujemnego napięcia przy odłączeniu wzbudzenia. Wzbudzenie może zaniknąć w wyniku uszkodzenia lamp sterujących nadajnika lub nawet przy normalnej manipulacji telegraficznej w układzie VFO, czy powielacza. Taki zanik wzbudzenia może doprowadzić do zniszczenia lampy wzmacniacza mocy, bowiem wtedy $U_{s10} = 0$ i straty anodowe mogą przekroczyć moc admisyjną anody.

Przy zastosowaniu w stopniu wzmacniacza mocy tetrody lub pentody można tej ewentualności zapobiec, umieszczając w obwodzie siatki ekranowej szeregową lampę zwierającą, tzw. „clamper-tube" (rys. 2-72). Jest to najczęściej lampa typu 6 Y 6, odznaczająca się dużym prądem anodowym przy niezbyt wysokim napięciu anodowym. Lampa ta, włączona poza opornikiem R_{s2} równolegle do ziemi, stanowi prosty zwieracz elektronowy. Siatka sterująca sterowana jest bezpośrednio ujemnym napięciem polaryzacji lampy wzmacniacza mocy. Napięcie polaryzacji ujemnej uzyskiwane jest w automatyczny sposób na oporniku R_{s1}. Normalnie, gdy wzmacniacz mocy jest wysterowany, lampa zwierająca nie przewodzi i siatka ekranowa otrzymuje pełne napięcie nominalne. Gdy

wysterowanie, a zatem i ujemne napięcie polaryzacji, zniknie, oporność wewnętrzna lampy zwierającej spada do niewielkiej wartości i wtedy płynie duży prąd powodujący znaczny spadek napięcia na oporniku R_{s2}.

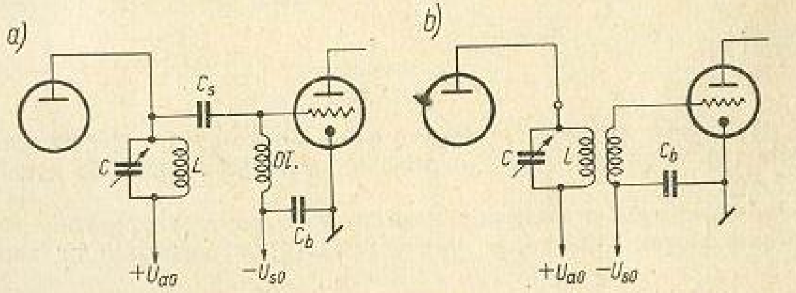


Rys. 2-72. Układ zabezpieczający z lampą zwierającą

Następuje natychmiastowe obniżenie napięcia ekranu lampy wzmacniacza mocy. Lampa zabezpieczona jest więc przed przeciążeniem.

Stosując w obwodzie ekranu szeregowo włączoną neonówkę N, można całkowicie odłączyć napięcie U_{s2}. Neonówka gaśnie przy obniżonym napięciu. Ponowne pojawienie się wysterowania odłącza lampę zwierającą, wzrastające napięcie na oporniku R_{s2} powoduje zapłon neonówki N i powstanie właściwego napięcia na ekranie lampy wzmacniacza mocy.

W związku z takimi kłopotami z automatyczną polaryzacją siatki wzmacniacza mocy stosuje się stałe źródło ujemnego napięcia w postaci



Rys. 2-73. Zasilanie obwodu siatkowego napięciem ujemnej polaryzacji: a) w układzie równoległym; b) w układzie szeregowym

osobnego zasilacza sieciowego, rzadziej — osobnej baterii ogniw. Napięcie z zasilacza sieciowego stabilizowane jest najczęściej lampą neonową i odbierane z niskooporowego dzielnika ustalającego dokładną wartość ujemnego napięcia polaryzacji. Ostatnio stosuje się także elektronowe stabilizatory ujemnego napięcia, w których wykorzystuje się często złożone układy lampowe.

Napięcie ujemnej polaryzacji doprowadza się do siatki sterującej wzmacniacza mocy najczęściej w układzie równoległym (rys. 2-73a),

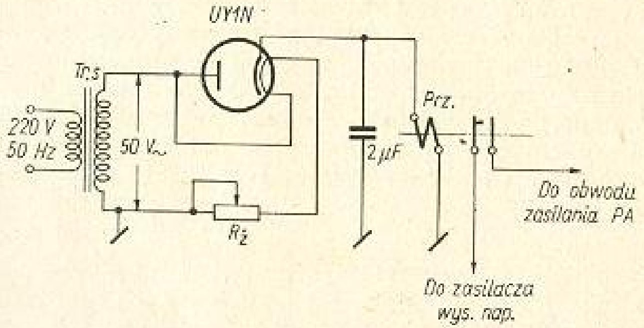
poprzez dławik w.cz. Stosuje się także zasilanie siatki w układzie szeregowym (rys. 2-73b) poprzez cewkę obwodu.

W każdym przypadku zacisk dławika od strony zasilacza siatkowego (lub dolna część obwodu) musi być zablokowany dla napięć w.cz. kondensatorem bezindukcyjnym o pojemności rzędu 5 nF.

Zasilanie obwodu żarzenia

Zachowanie pełnej przydatności (żywotności) lamp pracujących w stopniu wzmacniacza mocy wymaga utrzymywania stałej nominalnej wartości napięcia na grzejniku katody. Wahania napięcia nie mogą przekraczać 10%. Większe odchylenia od powyższej normy (zarówno w dół, jak i w górę) — ze względu na silnie obciążoną prądem anodowym katodę — prowadzi do szybkiej utraty emisji. Dlatego też zalecane jest umieszczanie w nadajnikach większej mocy oddzielnego transformatora żarzeniowego w pobliżu lamp końcowych wzmacniacza mocy. Unika się wtedy znacznego spadku napięcia żarzenia na długich doprowadzeniach.

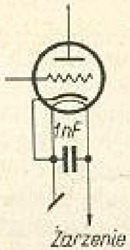
Ważną zasadą prawidłowej eksploatacji lampy nadawczej jest włączanie napięcia anodowego po uprzednim dostatecznym wygrzaniu obwodu katodowego. Opóźnienie włączenia można zrealizować w najprostszym przypadku ręcznie za pomocą dodatkowego wyłącznika w obwodzie zasilania wysokiego napięcia, lub za pomocą prostego przekaźnika czasowego. Można tu z powodzeniem zastosować jako element opóźniający dowolną



Rys. 2-74. Prosty przekaźnik opóźniający włączenie napięcia anodowego do obwodów wzmacniacza mocy

diodę pośrednio żarzoną, pracującą przy obniżonym napięciu żarzenia, a zasilającą wyprostowanym napięciem przekaźnik napięcia anodowego (rys. 2-74).

Dla uniknięcia przenikania prądów w.cz. poprzez przewody żarzenia w obrębie stopni nadajnika, należy włączyć bezpośrednio na zaciskach



Rys. 2-75. Zabezpieczenie obwodu żarzenia przed wpływem prądów w.cz.

podstawki lampy równolegle do przewodów żarzenia kondensator blokujący o pojemności 1000 pF (rys. 2-75).

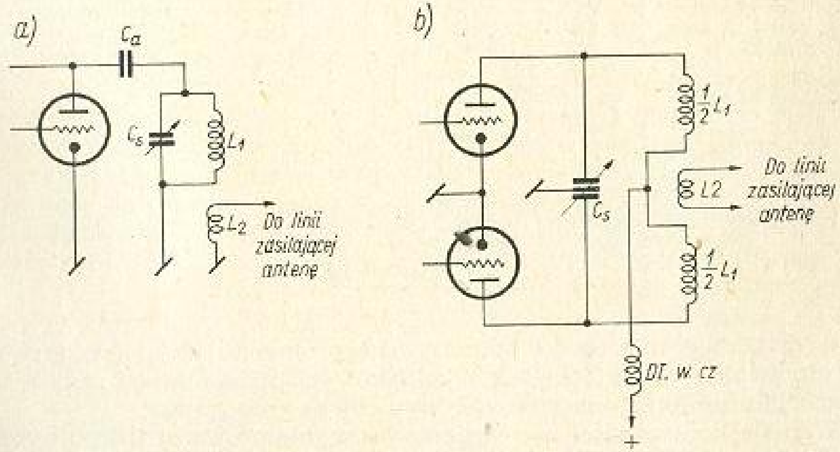
3. UKŁADY SPRZĘGAJĄCE NADAJNIK Z LINIĄ ZASILAJĄCĄ

3.1. Uwagi ogólne

Przyjęcie prawidłowego układu sprzężenia nadajnika z linią zasilającą antenę warunkuje właściwe wykorzystanie mocy nadajnika i systemu antenowego.

Dobór układu sprzężenia uzależniony jest od:
- — rodzaju linii zasilającej antenę,
- — obwodu wyjściowego nadajnika,
- — wymagań dotyczących filtracji częstotliwości harmonicznych,
- — ograniczeń konstrukcyjnych i eksploatacyjnych.

W przypadku, gdy oporność falowa linii zasilającej jest dopasowana do oporności wejściowej anteny, zasilanie odbywa się falą bieżącą i oporność wejściowa linii ma charakter wyłącznie czynny. Jest to okoliczność bardzo korzystna. Wielkość sprzężenia układu wykonanego według



Rys. 3-1. Proste układy sprzężenia indukcyjnego: a) niesymetryczne; b) — symetryczne

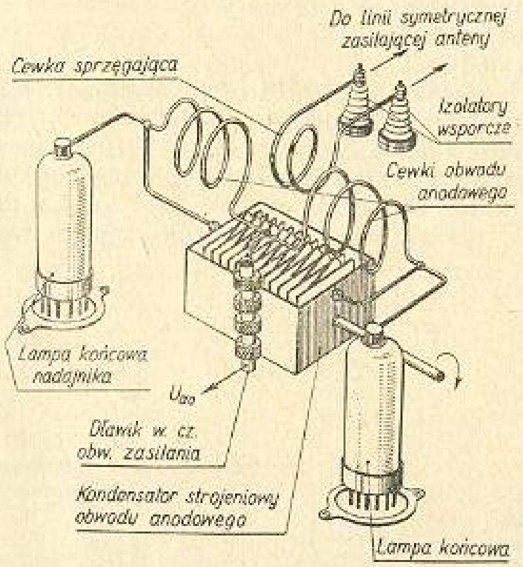
rys. 3-1, reguluje się po prostu tak, aby uzyskać przekazywanie największej mocy do linii zasilającej.

Układy, w których stosuje się sprzężenie indukcyjne, zmniejszają w dużym stopniu przenikanie wyższych harmonicznych do obwodu anteny. Ogólną zasadą powinno być dołączanie symetrycznych linii zasilających do symetrycznych układów stopni końcowych nadajników (przeciwsobnych) — (rys. 3-1b). Linie niesymetryczne powinny współpracować z niesymetrycznymi układami wyjściowymi nadajników; jest to

podyktowane wpływem szkodliwej pojemności istniejącej między cewką antenową i anodową. Cewka anodowa niesymetrycznego nadajnika ma wzdłuż swej geometrycznej długości niejednakowy potencjał względem ziemi i sprzężenie jej z symetryczną linią zasilającą powoduje (poprzez pojemności szczątkowe między cewkami) naruszenie równości prądów w przewodach linii zasilającej, w wyniku czego linia zasilająca zaczyna promieniować.

Podobnie włączenie niesymetrycznej linii zasilającej do układu symetrycznego nadajnika powoduje nierównomierne obciążenie obu gałęzi wzmacniacza końcowego, co zakłóca oczywiście normalną pracę nadajnika.

Dla utrudnienia przenikania częstotliwości harmonicznych do anteny zaleca się umieszczenie cewek sprzęgających linię zasilającą w pobliżu tych części obwodu wyjściowego, które znajdują się najbliżej potencjału ziemi. W układzie niesymetrycznym będzie to dolna część cewki (rys. 3-1a), a w układzie symetrycznym — jej środek (rys. 3-1b oraz



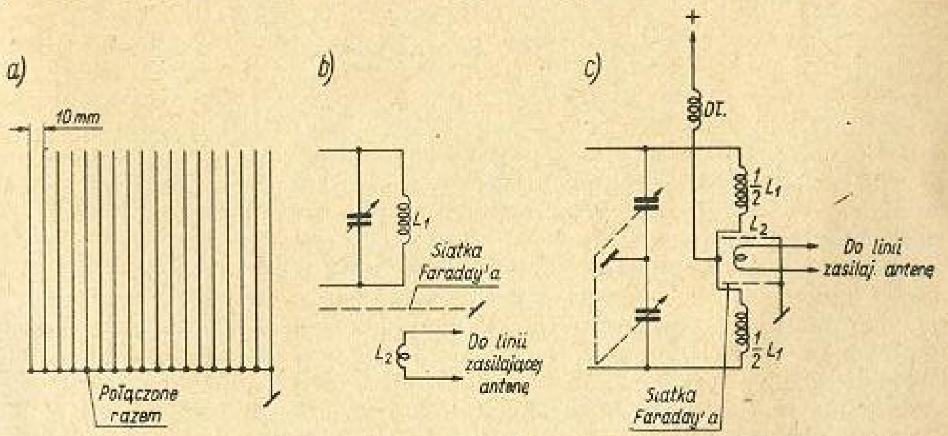
Rys. 3-2. Konstrukcja symetrycznego obwodu wyjściowego

rys. 3-2). Dlatego też cewkę symetrycznego obwodu wyjściowego wykonuje się zwykle w postaci dwóch jednakowych rozsuniętych cewek, między którymi umieszczona jest w środku cewka sprzęgająca.

W razie konieczności zapewnienia szczególnie dobrej filtracji częstotliwości harmonicznych, stosuje się tzw. siatkę Faraday'a czyli prosty ekran elektrostatyczny, wykonany z szeregu cienkich przewodów równolegle rozmieszczonych, połączonych razem z jednej strony i uziemionych (rys. 3-3). Ekran taki umieszcza się pomiędzy obwodem końcowym i antenowym. Nie zmniejsza on zupełnie sprzężenia indukcyjnego między cewkami, natomiast znacznie redukuje szkodliwe pojemności.

Symetryczne układy wyjściowe są nie tylko bardzo wygodne pod względem łatwego dopasowania dwuprzewodowych linii zasilających (najbardziej polecanych do stosowania), ale również zapewniają przy prawidłowym oczywiście montażu — wyeliminowanie wszystkich pasożytych częstotliwości harmonicznych. Jest to bardzo ważna cecha z punktu widzenia zakłóceń wywoływanych w najbliższym otoczeniu przez czynny nadajnik krótkofalowy. Regulacja sprzężenia obwodu antenowego z obwodem wyjściowym jest bardzo prosta i polega na następującej manipulacji:

— dobiera się wstępnie słabe sprzężenie z obwodem antenowym i stroi kondensatorem obwodu wyjściowego nadajnika na minimum



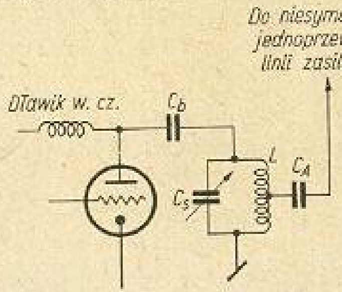
Rys. 3-3. Ekran elektrostatyczny Faraday'a: a) konstrukcja; b) układ niesymetryczny nadajnika; c) układ symetryczny nadajnika

prądu anodowego stopnia końcowego (miliamperomierz w obwodzie anodowym), lub na maksimum prądu siatki sterującej. Stroić należy przy obniżonym napięciu anodowym (dla ochrony lampy końcowej przed przeciążeniem w chwili odstrojenia),

— przywraca się normalne napięcie anodowe i sprzęgając cewkę obwodu antenowego ustala się jej takie optymalne położenie w stosunku do cewki anodowej, przy którym prąd w linii zasilającej osiąga maksimum (amperomierz z termoelementem w obwodzie linii lub dwa amperomierze przy linii dwuprzewodowej dla zachowania symetrii).

Najkorzystniejszą wielkość sprzężenia można dobrać również i bez posługiwania się antenowym amperomierzem z termoelementem. Wy-

Rys. 3-4. Proste sprzężenie pojemnościowe niesymetrycznej linii zasilającej z obwodem nadajnika

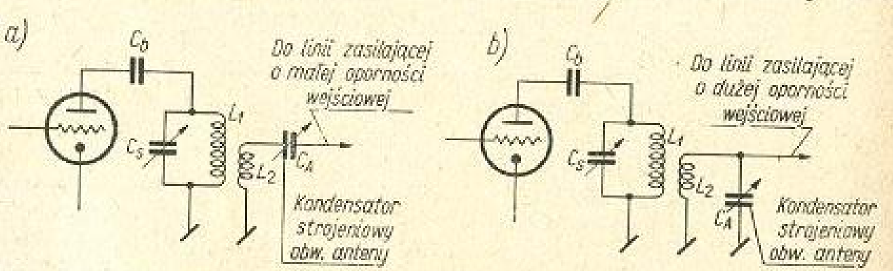


starczy mianowicie ocena wartości prądu anodowego lub siatkowego w stopniu końcowym. Bezwzględne wartości tych prądów należy określić i zanotować po zestrojeniu nadajnika na optymalne sztuczne obciążenie.

Sprawność sprzężenia indukcyjnego nie jest w praktyce duża (przeciętnie około 75%). Stosowanie sprzężenia pojemnościowego powoduje silne przenikanie wyższych harmonicznych do anteny (rys. 3-4). W tym

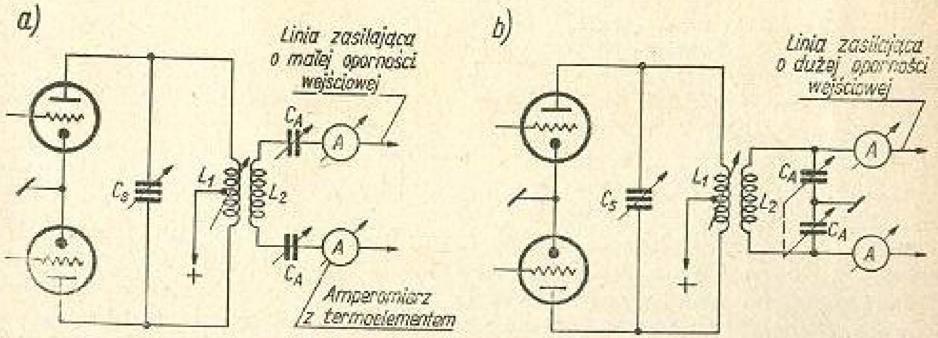
przypadku zaleca się stosowanie filtrów wyjściowych typu π (tzw. filtr Collins'a).

Przy sprzężeniu indukcyjnym cewkę obwodu antenowego wykonuje się podobnie jak cewkę obwodu anodowego; przyjmuje się przeciętnie dla niej dwa razy mniejszą liczbę zwojów. Indukcyjne sprzężenie obwodu antenowego może być wykorzystane jedynie przy dość dokładnym dopasowaniu linii zasilającej do anteny (współczynnik fali stojącej nie powinien przekraczać 1,5). Nieznaczne niedopasowanie, w wyniku którego powstaje pewna składowa bierna oporności wejściowej linii zasilającej, można skutecznie skompensować przez niewielkie rozstrojenie obwodu wyjściowego. Jednakże przy pracy anteny na wielu zakresach, gdy współczynnik fali stojącej osiąga większe wartości, kompensacja taka nie wystarcza. Stosuje się wtedy dodatkowy element dostrojenia w postaci kondensatora zmiennego. Włącza się go szeregowo w przewód linii zasilającej, gdy jej wejściowa oporność czynna oraz bierna jest niewielka i gdy w miejscu dołączenia znajduje się brzusiec prądu, a węzeł napięcia. Składowa bierna po dostrojeniu zostaje skompensowana. Dla przekazania maksimum mocy wystarcza niewielkie sprzężenie obwodu antenowego z obwodem wyjściowym nadajnika. Gdy oporność wejściowa linii zasilającej jest duża, węzeł prądu i brzusiec napięcia znajdują się w miejscu dołączenia linii do nadajnika. Dodatkowy kondensator włącza się równolegle do cewki antenowej (rys. 3-5), i wówczas przekazanie mocy do an-



Rys. 3-5. Stosowanie dodatkowego kondensatora strojeniowego w obwodzie niesymetrycznej linii zasilającej o oporności wejściowej: a) małej; b) dużej

teny następuje także przy stosunkowo słabym sprzężeniu obwodu antenowego z obwodem anodowym. W układzie symetrycznym włącza się kondensator oczywiście w każdy przewód linii zasilającej, aby nie naru-

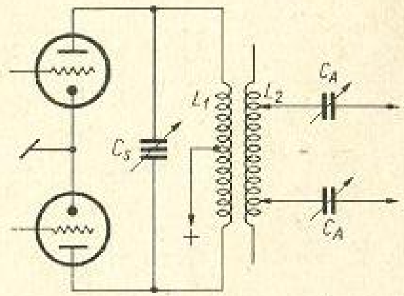


Rys. 3-6. Stosowanie dodatkowego kondensatora strojeniowego w obwodzie symetrycznej linii zasilającej o oporności wejściowej: a) małej; b) dużej

szyć symetrii (rys. 3-6). Przy strojeniu równoległym włącza się dwa kondensatory szeregowo, przy czym osie ich rotorów łączy się z jednym pokrętłem. Układ równoległy stroi się łatwiej i dlatego o ile możności należy go stosować, nawet za cenę zmiany długości linii zasilającej o 1/8 długości fali.

Układ należy stroić początkowo przy słabym sprzężeniu z anteną. Po dostrojeniu obwodu anodowego do rezonansu (minimum I_{a0}), zwiększa się sprzężenie i stroi kondensatorami dodatkowymi aż do uzyskania maksimum prądu w linii zasilającej, po czym regulując wielkość sprzężenia osiąga się absolutne maksimum tego prądu. Przy znacznych zmianach wejściowej oporności linii zasilającej wielkość sprzężenia można regulować poprzez odczepy dodatkowo wykonane na cewce antenowej (rys. 3-7), co pozwoli wtedy sprząc cewkę na stałe z obwodem anodowym.

Rys. 3-7. Sprzężenie linii zasilającej o oporności wejściowej zmienianej za pomocą odczepów na cewce antenowej



Liczba zwojów cewki antenowej wynosi przeciętnie: dla 21 ÷ 28 MHz — 1 ÷ 2, dla 7 ÷ 14 MHz — 3 ÷ 5 i dla 3,5 MHz — 10 ÷ 12.

Maksymalna pojemność dodatkowych kondensatorów w odniesieniu do wszystkich pasm wynosi 300 ÷ 350 pF. W przypadku szeregowego strojenia, które odbywa się w węźle napięcia, można stosować zwykłe kondensatory odbiorcze o małym odstępie między płytkami.

3.2. Układ z wykorzystaniem filtru π

Zalety tego układu (rys. 3-8) są następujące:

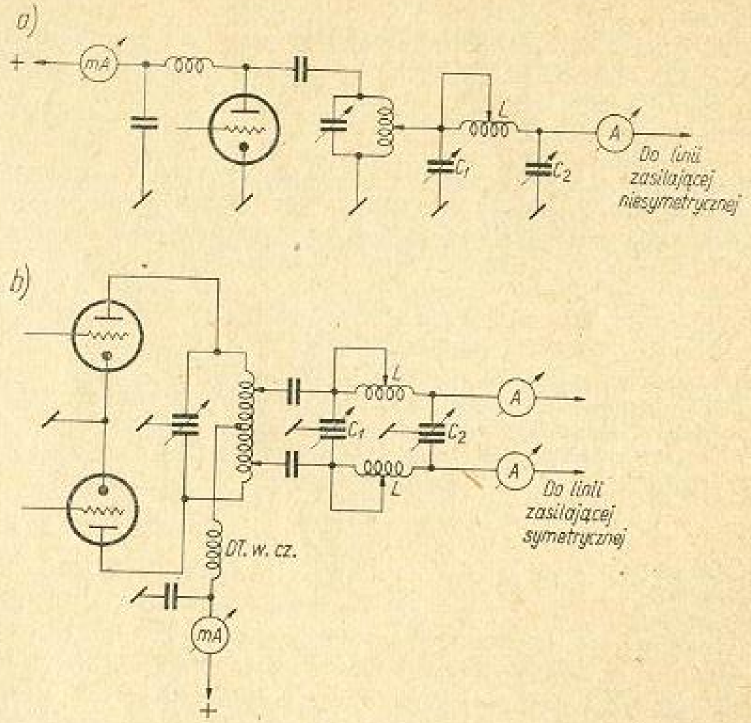
— doskonałe dopasowanie dowolnej oporności wejściowej anteny lub linii zasilającej do obwodu anodowego lampy wyjściowej nadajnika,

— zapewnienie skutecznej eliminacji szkodliwych częstotliwości harmonicznych,

— możliwość dopasowania również i do anten, których konstrukcja nie jest przewidziana do pracy w pasmach amatorskich.

W filtrze π wykorzystuje się dwa zmienne kondensatory C_1 i C_2, z których każdy wpływa na częstotliwość rezonansową obwodu i na wielkość sprzężenia z anteną. Gdy pojemność kondensatora C_1 jest znacznie mniejsza od pojemności kondensatora C_2, to dostrojenie do rezonansu odbywa się za pomocą kondensatora C_1. Kondensator C_2 służy do dostrojenia anteny. Prawidłowa praca filtru wymaga doboru odpowiednich elementów układu przy określonych parametrach anteny i stopnia końcowego nadajnika.

Z określonych warunków pracy lampy końcowej nadajnika można wyznaczyć optymalną oporność obciążenia źródła w.cz., jakim jest w danym przypadku nadajnik krótkofalowy. Wartości składowej stałej napię-



Rys. 3-8. Układ filtru π: a) niesymetryczny; b) symetryczny

cia i prądu anodowego dla optymalnych warunków pracy można łatwo określić z katalogu lub na drodze pomiaru. W przybliżeniu — składowa zmienna napięcia wynosi

$$U_{a1} = 0{,}85\, U_{a0}$$

a składowa zmienna prądu

$$I_{a1} = 1{,}7\, I_{a0}$$

dla przeciętnego kąta przepływu prądu anodowego około 60°. Oporność obciążenia generatora (źródła) określa wzór

$$Z_0 = \frac{500 \cdot U_{a0}}{I_{a0}}$$

w którym:

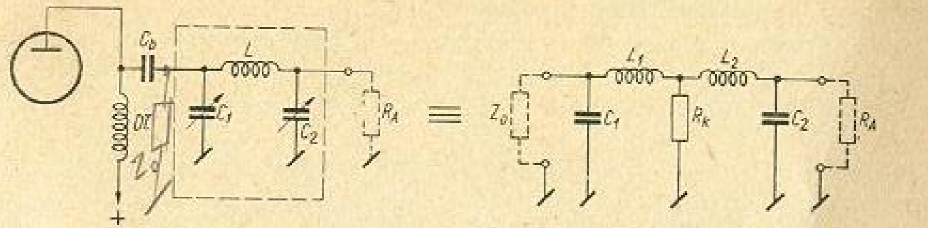
U_{a0} wyrażone jest w woltach,

I_{a0} — w miliamperach.

Obwód filtru π można przedstawić zastępczo w postaci dwóch ogniw typu „L" (rys. 3-9). Ogniwa „L" dopasowane są z jednej strony do oporności źródła Z_0, z drugiej zaś do oporności obciążenia R_A. W środku włączona jest pomocnicza oporność R_k. Oznaczając oporność bierną cewki L_1

pośredniego ogniwa dla częstotliwości roboczej f_{rob} przez X_{L1}, a oporność bierną kondensatora C_1 przez X_{C1}, można napisać:

$$|X_{L1}| = |X_{C1}| = \frac{Z_0}{Q_1}$$



Rys. 3-9. Układ równoważny filtru π

przy czym Q_1 — dobroć pośredniego, obciążonego obwodu — przeciętnie $10 \div 20$. Oporność czynną obwodu R_k, warunkującą należytą pracę stopnia przy założonych parametrach, I_{a0}, U_{a0} określa wzór

$$R_k = \frac{Z_0}{Q_1^2 + 1}$$

Dobroć drugiego obwodu (antenowego) wyniesie

$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_A}{R_k} - 1}$$

gdzie

$R_A[\Omega]$ — oporność wejściowa anteny lub linii zasilającej z falą bieżącą.

Oporność bierna indukcyjna obwodu antenowego określona jest wzorem

$$X_{L2} = Q_2 R_k$$

Ostatecznie całkowita oporność indukcyjna filtru będzie

$$X_L = X_{L1} + X_{L2}$$

Bierna oporność kondensatora od strony anteny

$$X_{C2} = \frac{R_A}{Q_2}$$

We wszystkich wyżej podanych zależnościach oporność jest wyrażona w omach.

Po obliczeniu tych podstawowych wartości, można wyprowadzić wartość C_1, C_2 oraz L dla określonej częstotliwości rezonansowej f:

$$C_1 = \frac{159\,000}{f X_{C1}} \quad [\mathrm{pF}]$$

$$C_2 = \frac{159\,000}{f X_{C2}} \quad [\mathrm{pF}]$$

$$L = \frac{0{,}159\, X_L}{f} \quad [\mu\mathrm{H}]$$

gdzie poszczególne wielkości są odpowiednio wyrażone:

C_1 — w pF, C_2 — w pF, L — w µH, f — w MHz, X_{C1} — w Ω, X_{C2} — w Ω, X_L — w Ω.

Dla pracy w zakresie pasma cewkę L pozostawia się nie zmienioną; zmienia się jedynie C_1 i C_2. Przy zmianie pasma wymianie ulega cewka L. Często zamiast wymiany stosuje się zwieranie części zwojów cewki. Przełącznik zwieracza powinien się odznaczać bardzo wysoką jakością (izolacja kalitowa, dobrze przewodzące styki).

Dla wykonania cewki L konieczne jest jeszcze określenie minimalnej średnicy przewodu d. Określa się więc najpierw oporność falową obwodu (w omach)

$$Z_k = \frac{Z_0}{Q} \quad (Q \approx 10 \div 20)$$

oraz wartość prądu w obwodzie (w amperach)

$$I_k = \frac{2\,\xi\,U_{a0}}{Z_k \sqrt{2}}$$

gdzie:

U_{a0} — w V,
Z_k — w Ω,
ξ — współczynnik wykorzystania napięcia anodowego lampy stopnia końcowego.

Ostatecznie dla cewki powietrznej otrzymuje się

$$d = 1{,}28\, I_k \frac{\sqrt[4]{f}}{\sqrt{\tau}}$$

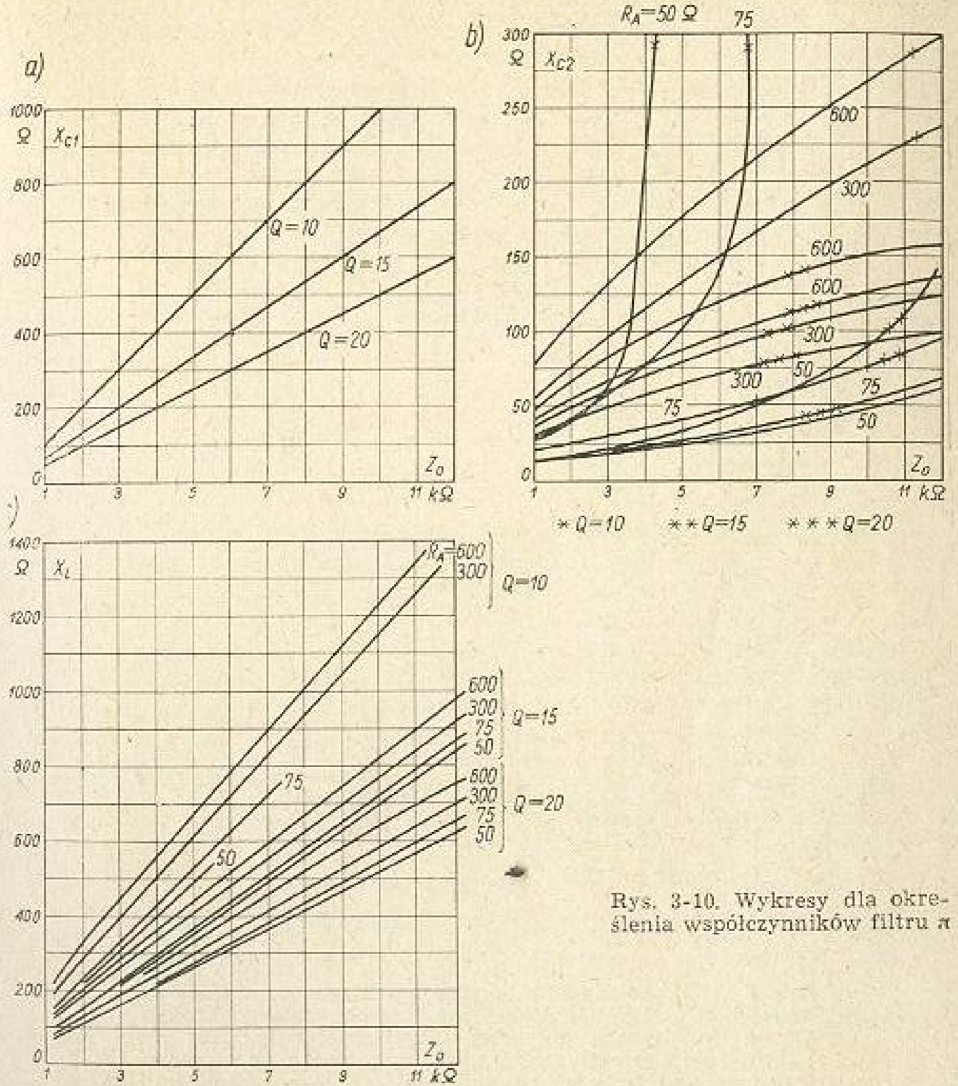
gdzie:

d — w mm,
f — w MHz,
I_k — w A,
τ — w °C — dopuszczalny wzrost temperatury obwodu w czasie pracy (+40°C).

Szybkie określenie wartości X_{C1} X_{C2}, X_L możliwe jest także przy użyciu wykresów (rys. 3-10), przy czym zależności określone są dla różnych wartości Q w granicach $10 \div 20$.

Filtr π stroi się w następujący sposób. Po odłączeniu filtru dostraja się do rezonansu obwód anodowy (minimum I_{a0}), i po wstępnym dobraniu (zwieraczem) ilości zwojów cewki L dla ustalonego zakresu częstotliwości, przyłącza się filtr do obwodu anodowego, mniej więcej w połowie cewki. Kondensator C_2 ustawia się na $^1/_2$ pojemności, po czym zmienia się ją aż do uzyskania minimum składowej stałej prądu anodowego. Kondensator C_2 lekko przestraja się w lewo i w prawo, ustalając za każdym razem rezonans za pomocą kondensatora C_1. Maksymalne minimum prądu anodowego wskaże na optymalne przekazanie mocy do anteny. Można się tu posłużyć amperomierzem z termoelementem włączonym w obwód linii zasilającej. Jeżeli strojenie nie daje spodziewanych wyników, należy zmienić (zwiększyć lub zmniejszyć przesuwając zwieracz) ilość zwojów cewki L, lub miejsce dołączenia odczepu na cewce anodowej. Przy tym stosunkowo żmudnym strojeniu osiąga się jednak bardzo

dobre dopasowanie, i to niezależnie od rodzaju stosowanej anteny. Po dobraniu odczepów na cewkach (dla poszczególnych zakresów) można je wyprowadzić na stałe i przełączać za pomocą przełącznika.



Rys. 3-10. Wykresy dla określenia współczynników filtru π

W układzie symetrycznego filtru π stosuje się kondensatory obrotowe z uziemionym rotorem.

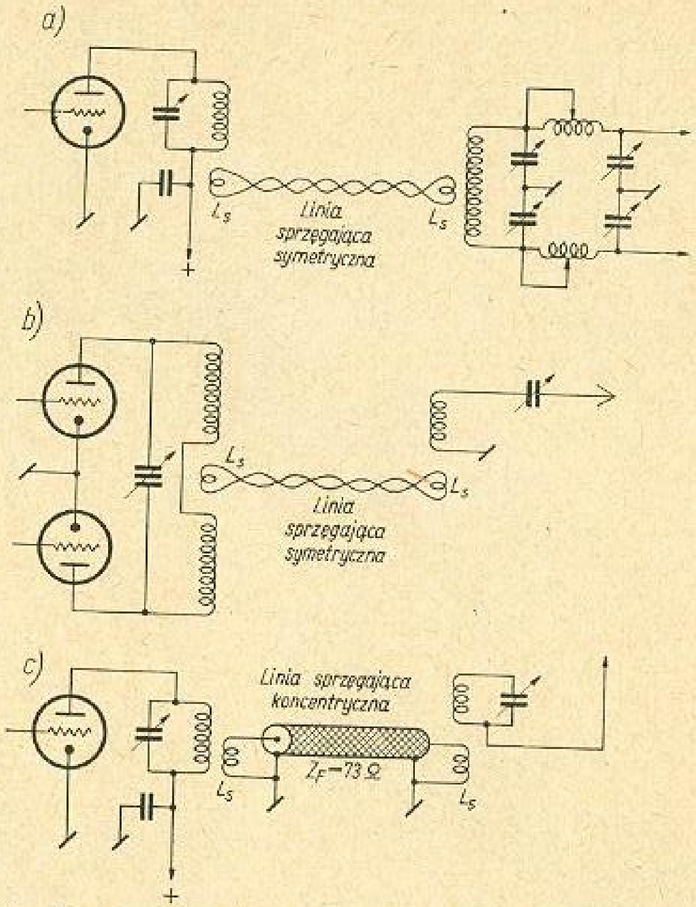
3.3. Sprzężenie odcinkiem linii (Link-Coupler)

Istnieje szereg przyczyn, dla których nadajnik łączy się nie bezpośrednio z obwodem wyjściowym sprzęgającym linię zasilającą, lecz za pomocą tzw. linii sprzęgającej. Może nią być płaska linia symetryczna

telewizyjna, linia koncentryczna, a nawet po prostu odcinek splecionych przewodów w izolacji (rys. 3-11).

Odcinek linii sprzęgającej stosuje się w następujących przypadkach:

— urządzenie nadawcze zainstalowane jest w pewnej odległości od końca linii przesyłowej anteny,



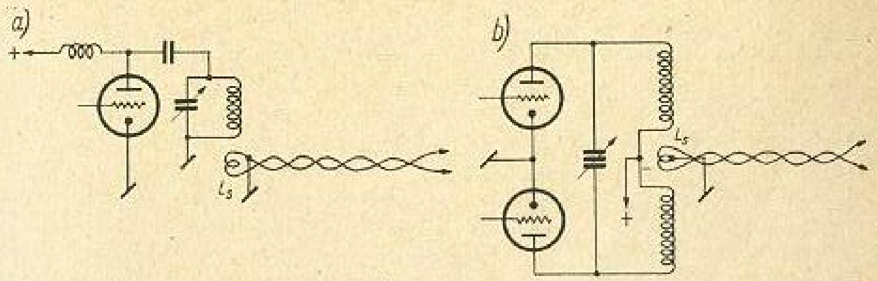
Rys. 3-11. Przykłady linii sprzęgających obwody wyjściowe nadajnika: a) przejście z niesymetrycznego układu nadajnika na symetryczny antenowy układ wyjściowy (filtr π); b) przejście z symetrycznego układu nadajnika na niesymetryczny układ wyjściowy linii zasilającej; c) włączenie linii zasilającej antenę Windom poprzez odcinek linii koncentrycznej

— konstrukcja i wymiary cewki anodowej i antenowej układu sprzęgającego są jednakowe i trudno dobrać między nimi zmienne silne sprzężenie; stosując małozwojową pętlę sprzęgającą z odcinkiem linii, otrzymuje się w niej znaczne prądy i można osiągnąć silne sprzężenie regulowane w szerokich granicach,

— przy łączeniu układów symetrycznych z niesymetrycznymi, co odnosi się tak do nadajnika jak i do linii zasilającej anteny,

— wymagana jest znaczna filtracja częstotliwości harmonicznych pojawiających się zwykle na wyjściu układu nadawczego; dzięki nieznacznym wymiarom cewek sprzęgających dodatkowej linii, szkodliwe pojemności układu są niewielkie, a dzięki temu przenikanie częstotliwości harmonicznych jest utrudnione. Zalecane jest tu stosowanie odcinków linii o małej oporności falowej (np. kabel koncentryczny).

Cewki linii sprzęgającej mają $1 \div 2$ zwojów i są silnie sprzężone z obwodami strojonymi. Umieszcza się je od „zimnej" strony obwodów strojonych, tzn. w dolnej części układów niesymetrycznych, a w środku geometrycznym układów symetrycznych (rys. 3-11). Dla zapewnienia absolutnej symetrii prądów w linii sprzęgającej można jeden z jej końców (położony dalej od masy) uziemić przy cewce sprzęgającej (rys.3-12).



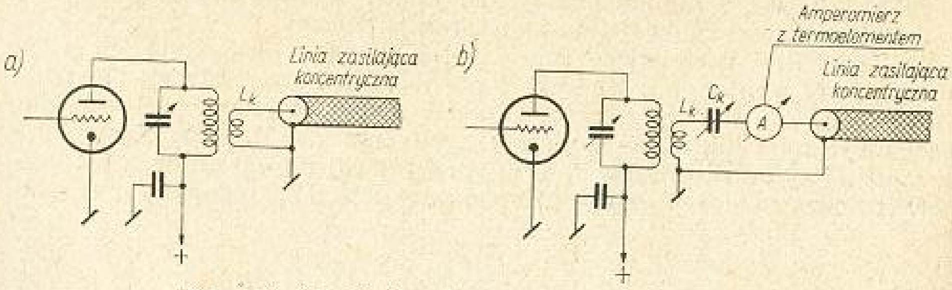
Rys. 3-12. Uziemianie przewodów odcinka symetrycznej linii sprzęgającej: a) układ niesymetryczny nadajnika; b) układ symetryczny nadajnika

Przy zasilaniu anten linią niesymetryczną (np. antena Windoma) należy unikać prowadzenia przewodów zasilających wewnątrz pomieszczenia; ma to na celu niedopuszczenie do przenikania energii elektromagnetycznej w obwody zasilania sieciowego, a więc i do powstawania bardzo silnych zakłóceń lokalnych. Problem ten rozwiązuje dobrze linia sprzęgająca, którą łączy się nadajnik z dodatkowym obwodem strojonym niesymetrycznej linii zasilającej. Jako linię sprzęgającą wykorzystuje się odcinek kabla koncentrycznego. Zewnętrzny płaszcz kabla łączy się z obudowami ekranującymi nadajnika i obwodu sprzęgającego antenowego. Długość kabla nie powinna przekraczać $\frac{1}{4}$ fali.

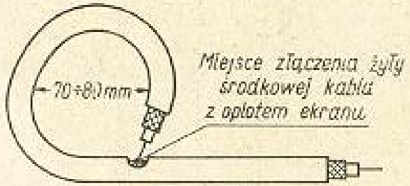
3.4. Układy sprzęgające z koncentryczną linią zasilającą

Przy zasilaniu anten poprzez linię koncentryczną na całej długości od nadajnika do anteny, obwody sprzęgające przybierają układ jak na rys. 3-13. W najprostszym z nich (rys. 3-13a) cewka L_k — ze względu na niewielką oporność falową linii koncentrycznej (73 Ω) — utworzona jest z $1 \div 2$ zwojów grubego przewodu i umieszczona od strony ziemi w pobliżu obwodu L_a C_s; powinna ona być w stosunku do cewki L_a przesuwana (dobranie optymalnego sprzężenia obwodów). Układ, w którym składową indukcyjną dołączonego kabla koncentrycznego kompensuje się szeregowym kondensatorem C_k (około 70 pF), przedstawiony jest na rys. 3-13b. W układzie tym osiąga się najlepsze dopasowanie koncentrycznej linii zasilającej do nadajnika.

Odcinek linii koncentrycznej stanowiącej linię sprzęgającą może być w prosty sposób zastosowany do układu sprzęgającego z wykorzystaniem ekranowania elektrostatycznego. Koniec kabla z każdej strony odcinka



Rys. 3-13. Sprzężenie z koncentryczną linią zasilającą



Rys. 3-14. Ekranowana pętla sprzęgająca

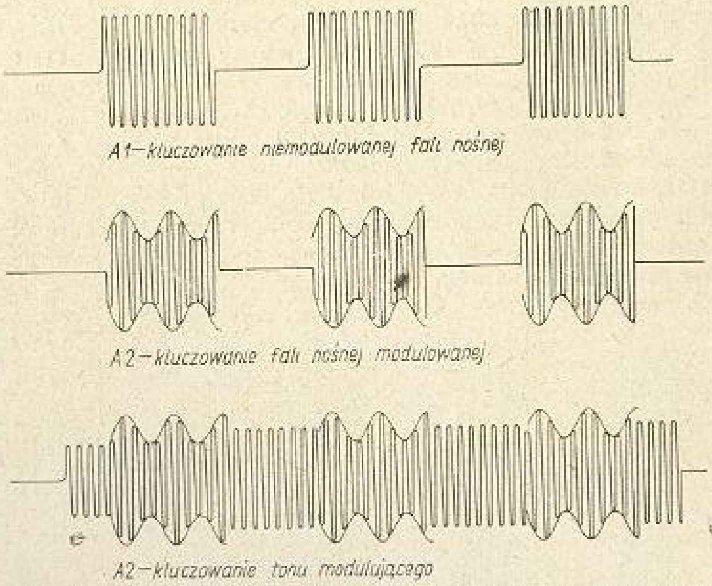
linii zwija się w pojedynczą pętlę i łączy środkową żyłę z oplotem ekranującym kabla (rys. 3-14). Działanie pętli jest równoznaczne z zastosowaniem normalnej siatki ekranującej Faradaya.

4. MANIPULACJA TELEGRAFICZNA

4.1. Uwagi ogólne

Manipulacja telegraficzna w obsłudze nadajnika krótkofalowego określana jest popularnie jako kluczowanie. Znak telegraficzny — zależnie od rodzaju emisji-kształtuje falę nośną nadajnika. W systemie A1 przerywana jest sama fala nośna ciągła (telegrafia ciągła), przy czym w zależności od czasu trwania sygnału zostaje odtworzona kropka lub kreska jako składnik znaku. Poszczególne składniki (elementy) znaku przedzielone są przerwą, w czasie której nadajnik nie emituje energii wielkiej częstotliwości. Jest to system najczęściej stosowany w amatorskiej radiokomunikacji telegraficznej na falach krótkich.

Na innej zasadzie opiera się manipulacja w systemie A2 (telegrafia tonowana). Fala nośna modulowana tonem akustycznym jest przerywana jednocześnie albo też przy ciągłej fali nośnej przerywany jest sygnał modulujący w rytmie nadawanych znaków telegraficznych.



Rys. 4-1. „Obraz" poszczególnych systemów emisji telegraficznej

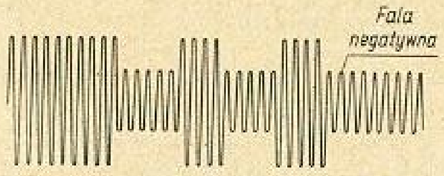
„Obraz" znaków przy obu systemach emisji telegraficznej przedstawiony jest na rys. 4-1. W radiokomunikacji amatorskiej stosuje się prawie wyłącznie manipulację amplitudy fali nośnej.

Przerywanie prądu wielkiej częstotliwości może się odbywać w dowolnym miejscu układu nadajnika pod warunkiem zachowania dobrych wskaźników jakościowych procesu kluczowania.

Prawidłowa manipulacja powinna zapewniać:

— właściwy kształt sygnału, a więc taki, który decyduje o dobrej czytelności znaków przy wyeliminowaniu jakichkolwiek zakłóceń zarówno w najbliższym otoczeniu nadajnika, jak też w całym pasmie częstotliwości po obu stronach częstotliwości roboczej,

— niewystępowanie w przerwach pomiędzy sygnałami tzw. fali negatywnej, czyli osłabionej fali nośnej (rys. 4-2), która przy odbiorze



Rys. 4-2. Fala negatywna przy kluczowaniu

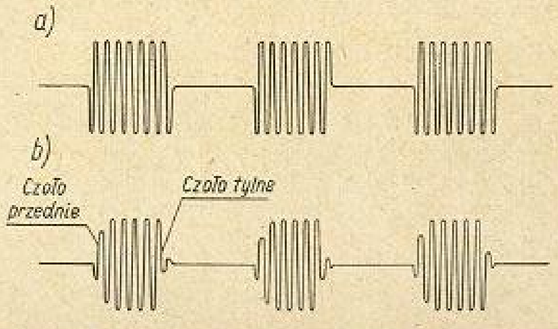
byłaby słyszalna jako ton stały o zmieniającym się nieco natężeniu, zmniejszający znacznie czytelność znaków,

— stałość zarówno częstotliwości roboczej nadajnika, jak i ustalonego kształtu sygnału, przy czym jakość manipulowanego sygnału powinna być stała w dowolnym zakresie szybkości kluczowania,

— możliwość manipulacji systemem tzw. BK, polegającym na uruchamianiu nadajnika za pomocą organu kluczującego, przy czym w przerwach między sygnałami nadajnik nie wydziela zupełnie energii w. cz. na częstotliwości roboczej; zapewnia to poprawne w tym czasie działanie urządzenia odbiorczego. W systemie tym możliwa jest bardzo szybka komunikacja obustronna bez stosowania dodatkowego przełączania.

Idealnie manipulowana fala nośna (np. w systemie A1) ma kształt zbliżony do prostokąta. Ostro narastające krawędzie impulsu powodują jednakże powstawanie szerokiego pasma częstotliwości harmonicznych po obu stronach fali nośnej, w wyniku czego pojawiają się szelesty i trzaski określane zwykle mianem „kliksów".

Dodatkowe zakłócenia w najbliższym otoczeniu nadajnika powstają wskutek iskrzenia na stykach klucza telegraficznego, lub przekaźnika manipulatora. Stanowią one dokuczliwą przeszkodę w pracy odbiorników sąsiednich BCL-owców.



Rys. 4-3. Formowanie sygnału telegraficznego: a) kształt sygnału pierwotnego; b) kształt prawidłowo uformowanego sygnału

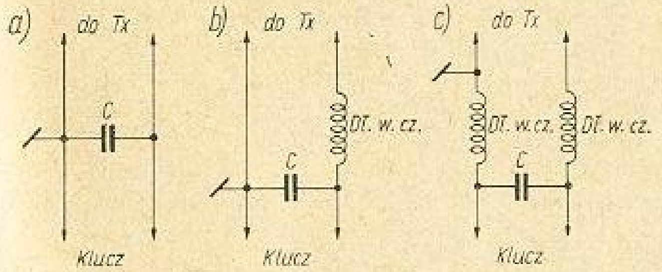
W celu osłabienia wpływu tych szkodliwych zjawisk przyjmuje się kształt sygnału o zaokrąglonych krawędziach o zwiększonym czasie narastania i zanikania (rys. 4-3). Tak uformowany sygnał telegraficzny

daje w wyniku manipulacji wąskie widmo częstotliwości Δf wokół fali nośnej. Szerokość widma zależna jest jedynie od szybkości telegrafowania. W praktyce dla szybkości telegrafowania 150 znaków na minutę można przyjąć $\Delta f = 100$ Hz. Kształt prawidłowego sygnału telegraficznego uzyskuje się w wyniku stosowania ekranowanych filtrów w obwodach kluczowania. Filtr taki, utworzony z zespołu kondensatorów i dławików w. cz., umieszcza się zwykle w pobliżu klucza najczęściej w jego podstawie.

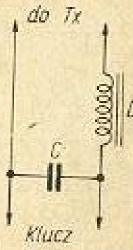
Układy filtrów przedstawione są przykładowo na rys. 4-4.

W najprostszym przypadku stosuje się jako filtr pojedynczy kondensator włączony równolegle do styków klucza, W szereg z tym kondensatorem może być włączony niewielki opornik ($10 \div 100$ Ω), tzw. opornik gasikowy.

Prawidłowy ton sygnałów telegraficznych można też uzyskać stosu-

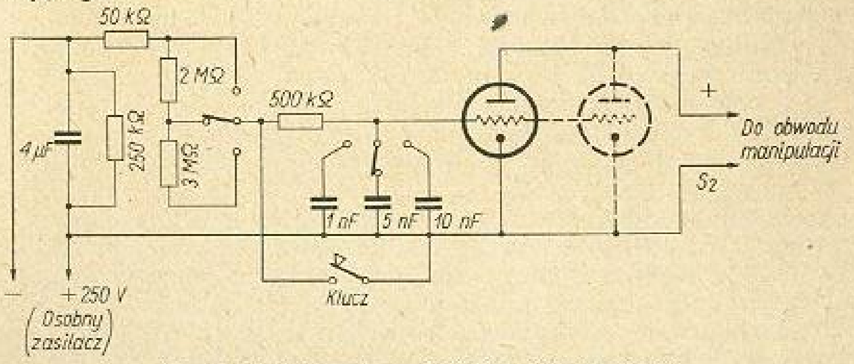


Rys. 4-4. Filtry w.cz. w obwodzie klucza telegraficznego ($C = 1$ nF $\div$ 10 nF, $L_{dł \cdot w \cdot cz \cdot} = 0{,}5 \div 2{,}5$ mH)



Rys. 4-5. Filtr m.cz. w obwodzie klucza manipulującego (przy małym prądzie manipulacji wartość $C = 0{,}05$ µF. a $L_{dł \cdot m \cdot cz \cdot} = 30$ H, natomiast przy dużym prądzie manipulacji $C = 0{,}5$ µF, a $L_{dł.m.cz.} = 1$H)

jąc filtry z dławikiem m.cz. (rys. 4-5). Jeżeli filtr taki wbudowany jest w nadajnik, to konieczne jest wówczas dodatkowe wyposażenie klucza manipulującego w zespół filtrów w.cz. umieszczonych w pobliżu styku zwierającego.



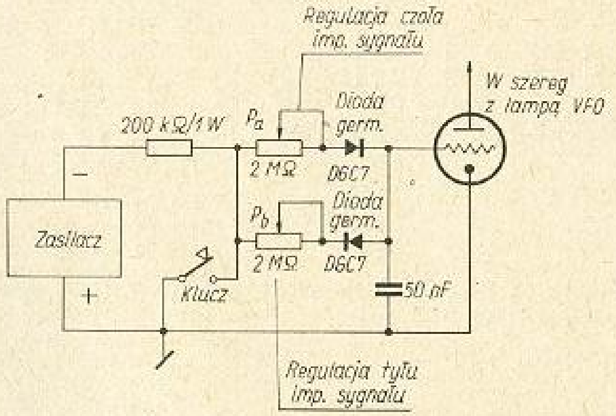
Rys. 4-6. Schemat przekaźnika elektronowego

Omawiane poniżej układy manipulacji zawierają najczęściej szereg dodatkowych elementów, z pomocą których formuje się należyty kształt sygnału.

Jedną z mało zakłócających metod manipulacji jest zastosowanie tzw. przekaźnika elektronowego w postaci układu z rys. 4-6. Obwód manipulowany, włączony jest tu w szereg z lampami przekaźnika, przy czym liczbę równolegle połączonych lamp określa prąd w obwodzie manipulacji. Obwodem manipulowanym w tym systemie są najczęściej wszystkie siatki ekranujące stopni pośrednich nadajnika. Za pomocą klucza zwiera się napięcie polaryzujące siatki sterujące lamp zaworowych praktycznie bezprądowo, a więc iskrzenie na stykach sprowadzone jest do minimum.

Kształt sygnału formuje się przez odpowiedni dobór wartości oporników i kondensatorów w obwodzie siatki sterującej przy użyciu odpowiedniego przełącznika.

Innym układem służącym do dowolnego formowania przedniego i tylnego czoła impulsu sygnału jest układ przedstawiony na rys. 4-7.



Rys. 4-7. Układ manipulacji z lampą szeregową

Wykorzystuje się w nim również lampę zaworową, włączoną zwykle w szereg z lampą generatora sterującego, lub któregoś ze stopni pośrednich nadajnika. Obwód siatki sterującej zasilany jest poprzez dwa potencjometry połączone w szereg z diodami germanowymi. Potencjometrem P_a ustala się czas narastania sygnału, a więc przednią krawędź, potencjometrem P_b — czas gaśnięcie impulsu, a więc jego tylne zbocze. Klucz, podobnie jak w układzie poprzednim pracuje w obwodzie praktycznie bezprądowym, a więc bez szkodliwego iskrzenia.

Dość powszechnym zniekształceniem sygnału powstającego w wyniku manipulacji jest chwilowa zmiana częstotliwości w momencie narastania impulsu, powodująca charakterystyczne „piukanie" w odbiorniku, tzw. chirp.

Ton sygnału ustala się dopiero przy dłuższym znaku ciągłym; jest to zjawisko charakterystyczne dla manipulacji samego generatora sterującego jakimkolwiek prostym sposobem. Szczególnie silnie występuje ono przy stosowaniu generatora pracującego przy słabym sprzężeniu, na progu wzbudzenia drgań. Dużą rolę odgrywa tu także oporność wewnętrzna zasilacza dostarczającego napięcia anodowego dla stopnia VFO. Okres zmiany częstotliwości sygnału jest na ogół współmierny z czasem trwania najkrótszego sygnału (kropki). Pogarsza to bardzo czytelność sygnałów, szczególnie przy większych szybkościach telegrafowania. W związku z tym w szeregu układów manipulacji widoczne są tendencje zapewnienia ciągłej pracy generatora przez przerywanie obwodów w stopniach pośrednich nadajnika, lub stosowanie innych metod kluczowania różnicowego, przestrajania VFO w granicy pewnej dewiacji itp.

Dokuczliwe te zniekształcenia mogą wystąpić także przy stosowaniu generatorów kwarcowych, w których wykorzystywane są słabo oscylujące płytki (np. wskutek nieprawidłowego szlifowania). Na ogół jednak, w praktyce kluczowanie tego typu generatorów zapewnia dobrą jakość tonu, dzięki prostocie zalecane jest do stosowania przede wszystkim w prostych nadajnikach.

Manipulację amplitudy w małych nadajnikach przeprowadza się bezpośrednio kluczem, natomiast w nadajnikach większej mocy — nieodzowne jest stosowanie przekaźnika pomocniczego. Odnosi się to także do wszelkiej manipulacji w układach, w których klucz nie może być włączony od strony ziemi. Wykorzystanie przekaźnika w obwodzie wysokiego napięcia stwarza lepsze warunki bezpieczeństwa pracy, ponieważ w obwodzie klucza telegraficznego mamy do czynienia jedynie z napięciem baterii przekaźnikowej (kilkadziesiąt woltów napięcia stałego). Dobór odpowiedniego pod względem konstrukcyjnym przekaźnika manipulującego uzależniony jest od własności elektrycznych kluczowanego obwodu. Przy niewielkich prądach włączanych i niewielkich napięciach stosuje się zazwyczaj polaryzowane przekaźniki telegraficzne. Dzięki precyzyjnej konstrukcji (minimalny czas przeskoku kotwicy między stykami około 1 ms). Zapewniają one doskonałą manipulację, są jednak dość kosztowne. Posiadają najczęściej tylko jedną sprężynę przełączającą ze stykami o małej obciążalności prądowej. W obwodach o dużej mocy zasilania (znaczne prądy i napięcia) stosuje się przekaźniki podobne w konstrukcji do telefonicznych, o masywnych i wytrzymałych napięciowo stykach sprężyn. Przekaźniki te odznaczają się przy tym niewielką bezwładnością w działaniu, co umożliwia manipulację telegraficzną z dużą szybkością. Oczywiście, w porównaniu z przekaźnikami polaryzowanymi szybkość graniczna pracy tych masywnych przekaźników jest znacznie mniejsza.

Jak już poprzednio wspomniano, manipulacja w nadajniku amatorskim może być realizowana w jednym lub w wielu stopniach jednocześnie. Stosowane są następujące rodzaje kluczowania:

— anodowe; polega ono na przerywaniu obwodu zasilania od strony anody lub od strony katody lampy,

— siatki czynnej; polega ono na zmianach napięcia polaryzacji siatki,

— siatki ekranowej; polega ono na przerywaniu dodatniego napięcia zasilającego ekranu w tetrodach i pentodach.

Wygodne ze względu na BK kluczowanie generatora sterującego nie zawsze może być stosowane. Wymaga bowiem bardzo starannego opracowania układu manipulacji, gdyż w przeciwnym razie jakość tonu sygnału ulega pogorszeniu i występują zmiany częstotliwości podczas kluczowania.

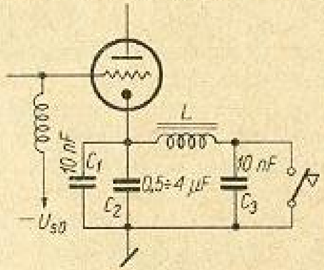
Stosując odpowiednio skonstruowany ekranowany generator sterujący można pracować systemem BK także przy stale włączonym generatorze. W konstrukcji takiego VFO powinno się uwzględniać bardzo staranne ekranowanie układu generatora pracującego zwykle z niewielką mocą, przy niskim napięciu anodowym. Częstotliwość pracy wybiera się w granicach 1750 ÷ 1900 kHz.

Obwody zasilania żarzenia i anody wyposażone są w filtry złożone z dławików i kondensatorów. Filtry te umieszczone są w pobliżu wyjścia obwodów zasilających z pudełka ekranującego. Znajdujący się w tym pudełku element strojeniowy w postaci kondensatora zmiennego jest napędzany za pomocą osi wykonanej z materiału izolacyjnego.

Powszechne zastosowanie znalazła ostatnio metoda kluczowania różnicowego (diferential keying), polegająca na odpowiednim dobraniu stałych czasowych przekaźników włączających obwody jednocześnie kluczowanych różnych stopni nadajnika. VFO włączany jest wcześniej niż obwody manipulacji następnych stopni i wyłączany z odpowiednim opóźnieniem. Otrzymuje się sygnał zupełnie pozbawiony zjawiska chirpu (piukania).

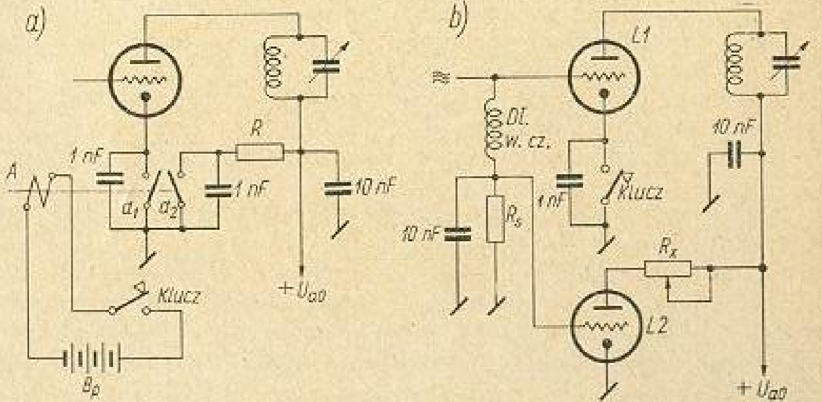
Przy jednoczesnej manipulacji stopni pośrednich wskazane jest zastosowanie niewielkiego automatycznego ujemnego napięcia siatek sterujących. Osiąga się w ten sposób właściwy kształt sygnałów telegraficznych. W celu uzyskania automatycznego napięcia ujemnego włącza się niewielkie oporniki w obwody katodowe poszczególnych lamp.

Przy kluczowaniu anodowym najczęściej stosowane jest przerywanie obwodu od strony katody (rys. 4-8). Praktykuje się to nawet w stopniach



Rys. 4-8. Kluczowanie w obwodzie katody

wzmacniaczy mocy, oczywiście niewielkich nadajników (QRP). Metoda ta wprowadza dość znaczne wahania napięcia anodowego, co może mieć wpływ na pracę VFO w przypadku, gdy wykorzystywany jest wspólny



Rys. 4-9. Kluczowanie w stopniu wzmacniacza mocy: a) z opornikiem kompensacyjnym; b) z dodatkową lampą obciążającą

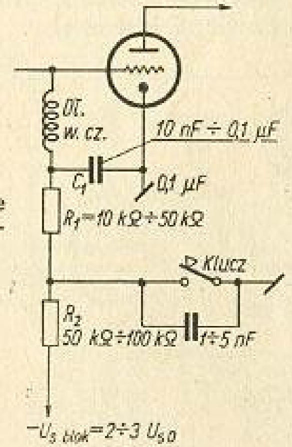
zasilacz sieciowy. Z tego też względu zalecane jest zasilanie VFO wraz z separatorem z niewielkiego niezależnego zasilacza. Duże wahania napięcia anodowego wzmacniacza mocy powstają wskutek zmiennego obciążenia zasilacza. Zmienne obciążenie można skompensować stosując tak dobrany układ włączający dodatkową lampę lub opornik, aby w przerwach sygnału pobierały prąd z zasilacza równy prądowi manipulowanego wzmacniacza mocy (rys. 4-9). Podobne wahania mogą być spowodowane przez manipulowane wzbudzenie PA w wyniku np. kluczowania stopni pośrednich.

Dodatkowa lampa (kilka lamp równolegle) układu przedstawionego na rys. 4-9b wyłączana jest w sposób bezstykowy automatycznym napięciem ujemnym występującym na oporniku siatkowym lampy PA. Dobiera się tu lampy o znacznych prądach przy $U_{s10} = 0$, przy czym regulowanym opornikiem anodowym R_x ustala się prąd obciążenia równy prądowi anodowemu wzmacniacza mocy w momencie wysterowania.

Kluczowanie w obwodzie siatki sterującej wzmacniacza mocy lub wzmacniacza sterującego wymaga stosowania osobnego źródła ujemnego napięcia. Napięcie to wynosi zwykle $2 \div 3\ U_{s10}$ wymaganego dla poprawnej pracy lampy w założonej klasie. Dobiera się to napięcie tak, aby $I_{a0} = 0$.

Przy manipulacji lamp wielosiatkowych siatka ekranująca powinna być zasilana z zasilacza stabilizowanego o małej oporności wewnętrznej. Manipulacja w obwodzie siatki sterującej (rys. 4-10) jest wygodna ze

Rys. 4-10. Kluczowanie w obwodzie siatki sterującej



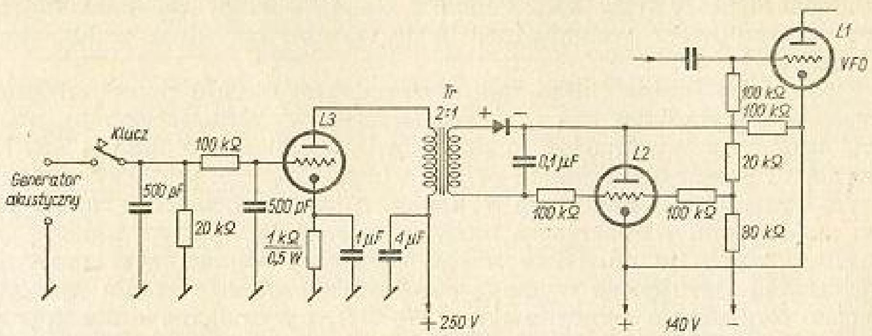
względu na nieznaczne prądy komutowane. Zapewnia ona prawidłowy kształt sygnału po odpowiednim dobraniu stałej czasowej $C_1\ R_2$. Opornik R_1 ma wartość właściwą dla normalnej pracy stopnia wzmacniacza w klasie C z automatyczną polaryzacją.

Stałą czasową obwodu ujemnego napięcia dobiera się tak, aby wartość pojemności kondensatora C_1 była wystarczająco duża do łagodnego narastania impulsu (tym wolniejszego, im większa wartość pojemności kondensatora C_1). Natomiast przez dobór odpowiedniej wartości opornika R_2 ustala się właściwe zakończenie tylnej krawędzi sygnału. Wartości te są oczywiście zależne od lampy kluczowej i mieszczą się w granicach:

$$R_1 = 10 \div 50\ \text{k}\Omega$$
$$R_2 = \text{około } 100\ \text{k}\Omega$$
$$C_1 = 10\ \text{nF} \div 0{,}1\ \mu\text{F}$$

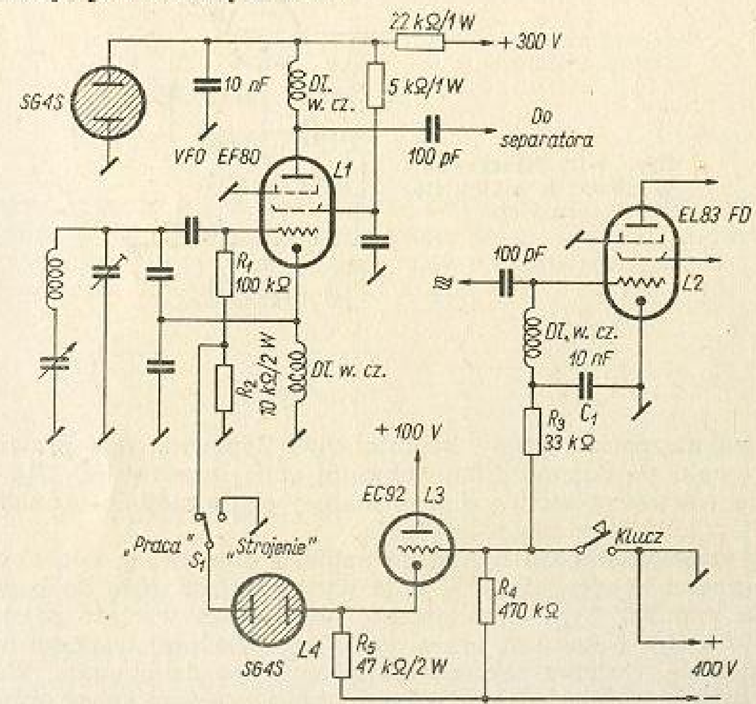
Inny układ dość złożonej manipulacji w obwodzie siatki sterującej przedstawiony jest na rys. 4-11. Kluczuje się tu sygnał z generatora

akustycznego. Po wzmocnieniu przez lampę $L\,3$, prąd o częstotliwości akustycznej zostaje wyprostowany przez diodę i przyłożony na siatkę sterującą lampy kluczującej $L\,2$. Pojawiające się wraz z sygnałem m.cz.



Rys. 4-11. Kluczowanie przy zastosowaniu dodatkowej lampy z wykorzystaniem sygnału m.cz.

dodatnie napięcie na siatce odblokowuje ją, przy czym następuje zwarcie obwodu ujemnego napięcia blokującego z kolei lampę $L\,1$ w VFO; generator sterujący zaczyna wówczas pracować. Układ ten zapewnia dobrą manipulację pozbawioną kliksów.



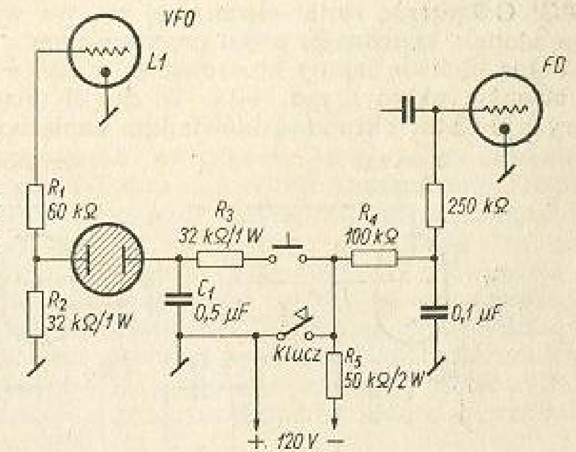
Rys. 4-12. Manipulacja w obwodzie siatki sterującej za pomocą lampy kluczującej i neonówki

Manipulację stopnia VFO i pośredniego stopnia nadajnika (obu w obwodach siatek sterujących) przy wykorzystaniu lampy kluczującej (zaworowej) oraz neonówki obrazuje rys. 4-12.

Przy kluczu otwartym lampa $L\,2$ jest zablokowana pełnym napięciem zasilacza — 400 V. Wskutek automatycznej polaryzacji siatki za pomocą R_5 w obwodzie katody przepływa przez lampę $L\,3$ bardzo mały prąd. Natomiast ujemne napięcie 400 V doprowadzone jest do obwodu R_5, L_4, R_2. Oporniki R_2 i R_5 mają tak dobraną wartość, aby przy zablokowanej częściowo lampie $L\,3$ napięcie na neonówce $L\,4$ było wystarczające do jej zapłonu. Prąd przepływający przez neonówkę $L\,4$ i opornik R_2 powoduje na nim spadek napięcia około 45 V, blokujący lampę $L\,1$ generatora sterującego. Po naciśnięciu klucza napięcie na katodzie lampy $L\,3$ spada do zera, neonówka (SG4S) gaśnie i zaczyna pracować VFO. Z pewnym opóźnieniem (wskutek wyładowania kondensatora C_1 przez opornik R_3) zostaje otwarta także lampa $L\,2$. Przy ponownym otwarciu klucza napięcie na kondensatorze C_1 wzrasta do 400 V, a napięcie na oporniku R_4 stopniowo zmniejsza się. Następuje zablokowanie lampy $L\,2$, zaświecenie się neonówki $L\,4$ i zablokowanie lampy $L\,1$ generatora. Dodatkowy przełącznik S_1 służy do cichego strojenia VFO bez włączania drugiego manipulowanego stopnia nadajnika. Regulowaniem wartości opornika R_3 dobiera się przednie czoło sygnału, a regulowaniem wartości opornika R_4 — czoło tylne.

Nieco prostszy układ różnicowego kluczowania w siatce sterującej z wykorzystaniem neonówki uwidoczniono na rys. 4-13. Przy otwartym

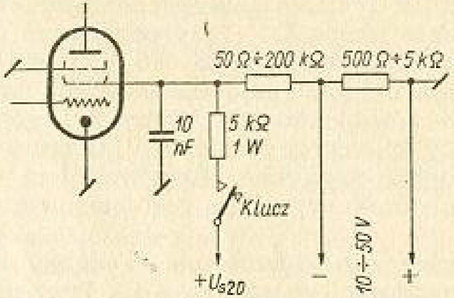
Rys. 4-13. Manipulacje w obwodzie siatki sterującej za pomocą neonówki



kluczu manipulacyjnym neonówka świeci się i prąd przepływa przez obwód R_2, L_2, R_3, R_5. Lampa $L\,1$ generatora sterującego jest zablokowana spadkiem napięcia na oporniku R_2. Lampa $L\,3$ pośredniego stopnia nadajnika jest także zablokowana napięciem wywołanym przez prąd płynący w gałęzi R_3, L_2, R_2, przy czym kondensator C_2 ładuje się do wartości napięcia blokującego. Kondensator C_1 jest naładowany do wartości napięcia powstałego w obwodzie L_2, R_2. Po zwarciu obwodu klucza następuje zwarcie obwodu napięcia blokującego przez opornik R_5. Kondensator C_1 wyładowuje się przez opornik R_3, wskutek czego po pewnym opóźnieniu neonówka gaśnie. Powoduje to zanik napięcia blokującego lampę $L\,1$ i VFO wówczas oscyluje. Jednocześnie rozładowuje się kondensator C_2 przez opornik R_4 i na siatce sterującej lampy $L\,3$ stopnia pośredniego ustala się właściwe dla pracy lampy ujemne napięcie. VFO zaczyna oscylować wcześniej, a to wskutek małej stałej czasowej C_1 R_3 w stosunku do stałej czasowej obwodu blokującego C_3 R_4. Przy ponownym rozłącze-

niu styku klucza kondensator C_2 ładuje się do wysokiego napięcia blokującego lampę $L\,3$. Stała czasowa $C_2,(R_4 \div R_5)$ wpływa na kształt tylnej części impulsu sygnału. Do cichego strojenia VFO służy przycisk T. Po naciśnięciu go VFO pracuje przy zablokowanym stopniu pośrednim nadajnika.

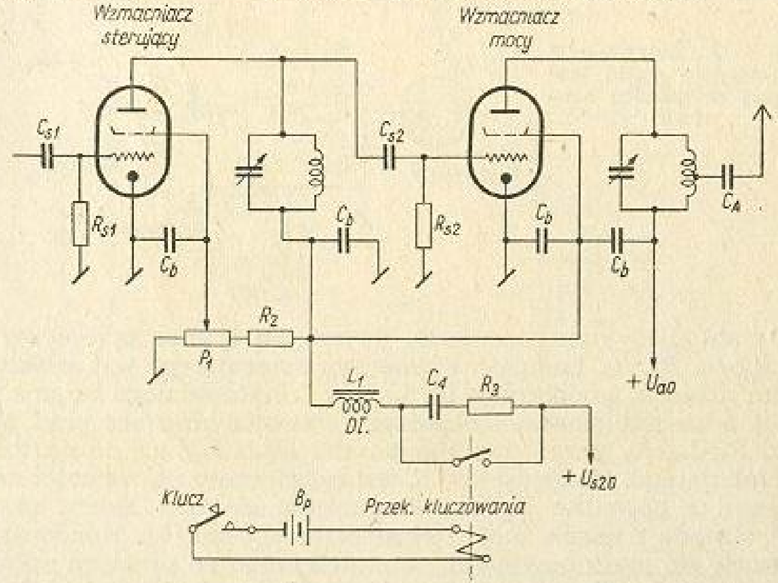
Wobec tego, że w nadajnikach stosowane są przeważnie lampy wielosiatkowe, możliwa jest manipulacja w obwodzie siatki ekranowej. Proste przerwanie obwodu tej siatki nie zapewnia w praktyce pełnego zablokowania prądu anodowego lampy. Toteż najczęściej stosuje się ten system manipulacji jako dodatkowy przy kluczowaniu różnicowym wraz



Rys. 4-14. Dodatkowa ujemna polaryzacja przy kluczowaniu siatki ekranującej

z VFO. Odłączenie siatki ekranowej np. we wzmacniaczu mocy chroni lampę stopnia końcowego przed przeciążeniem.

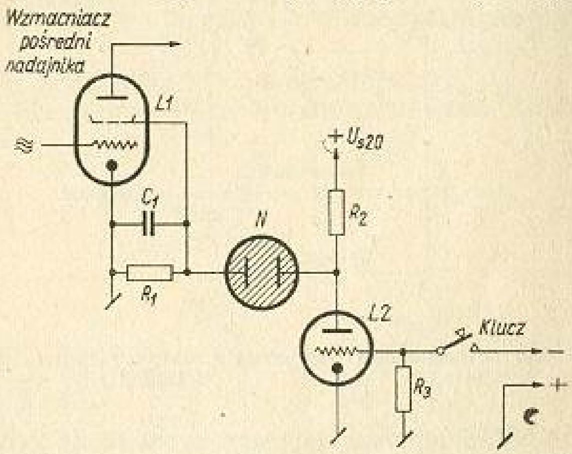
Pełną blokadę lampy kluczowanej w siatce ekranowej można osiągnąć stosując układ z rys. 4-14. W chwili włączenia klucza układ ten polaryzuje siatkę ekranową niewielkim napięciem ujemnym.



Rys. 4-15. Kluczowanie w obwodzie siatek ekranowych dwóch stopni

Przy manipulacji siatki ekranowej prawidłowy kształt sygnału otrzymuje się stosując dławik m.cz. w obwodzie zasilania (rys. 4-15). Ze względu na manipulację w obwodzie z wysokim potencjałem konieczne jest stosowanie przekaźnika kluczowania. W układzie z rys. 4-15 manipulowany jest wraz z siatką ekranującą stopnia wzmacniacza mocy, także obwód siatki ekranowej wzmacniacza sterującego. Potencjometrem P_1 można regulować w prosty sposób wysterowanie wzmacniacza mocy. Dobraniem wartości L_1, C_4, R_3 ustala się kształt impulsu sygnału. Kondensator C_4 ma pojemność około 0,1 μF, a opornik R_3 oporność rzędu kilkudziesięciu omów.

Do manipulowania obwodu siatki ekranowej może być użyty także układ z neonówką i pomocniczą lampą kluczującą (rys. 4-16). Napięcie



Rys. 4-16. Manipulacja w obwodzie siatki ekranowej za pomocą lampy kluczującej i neonówki

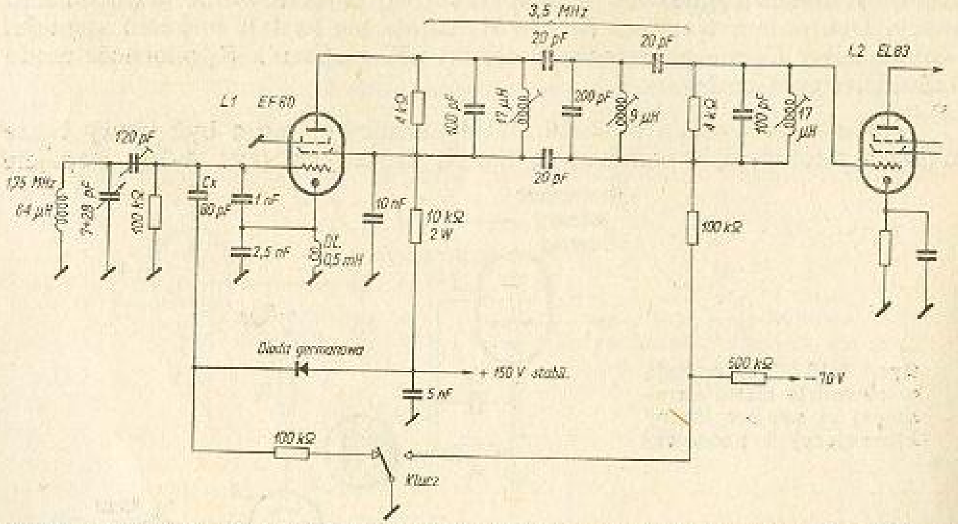
na siatkę ekranową doprowadzane jest poprzez jarzącą się neonówkę N. Gdy klucz jest rozwarty, przez lampę $L\,2$ płynie znaczny prąd, napięcie na anodzie jest niewielkie i neonówka nie świeci, wobec czego siatka ekranowa pozbawiona jest napięcia zasilającego. Po naciśnięciu klucza przepływ prądu przez lampę $L\,2$ zostaje ograniczony, neonówka zaczyna świecić, siatka ekranowa otrzymuje napięcie i wówczas lampa pośredniego stopnia nadajnika zostaje odblokowana. Dobierając odpowiednio dużą wartość R_3, kluczuje się bardzo niewielki prąd rzędu μA bez szkodliwego iskrzenia na stykach zwierających, a więc i bez przykrych kliksów. Jakość otrzymanego przy manipulacji sygnału uzależniona jest od odpowiedniego dobrania wartości elementów R_1, R_2, C_1.

4.2. Kluczowanie w układzie z przestrajaniem częstotliwości VFO

W układzie tym zapewniona jest w procesie manipulacji nieprzerwana praca generatora sterującego. Przy kluczowaniu włącza się równolegle do obwodu kondensator stały C_x o niewielkiej pojemności. Następuje przestrojenie obwodu generatora sterującego w granicach zapewniających łatwe odseparowanie sygnału od stopni następnych. Dewiacja przy $f_{vfo} = 1{,}75$ MHz zawiera się w granicach $\Delta f = 25 \div 40$ kHz. Stany nieustalone przy takiej dewiacji są nieznaczne i w wyniku kluczowania uzyskuje się prawidłowy kształt sygnału przy znacznych szybkościach manipulacji, bez kliksów i chirpu.

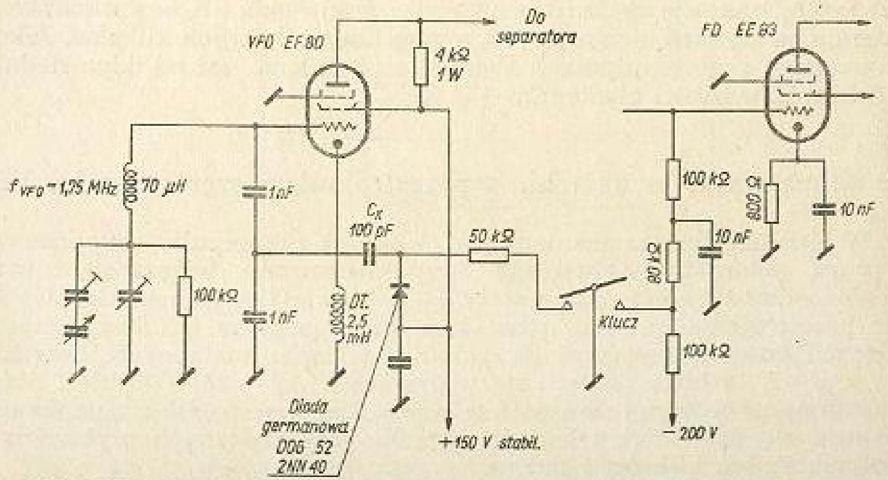
W celu niedopuszczenia do przenikania przestrojonej częstotliwości VFO do następnych stopni, wprowadza się jednoczesne kluczowanie stop-

nia separatora lub stopni pośrednich. Układ kluczowania tym systemem, opracowany przez niemieckiego krótkofalowca DL6MU, widoczny jest na rys. 4-17. Przy kluczu rozwartym prąd z zasilacza stabilizowanego



Rys. 4-17. Kluczowanie różnicowe z wykorzystaniem metody przestrajania VFO wg DL6MU

— 150 V przepływa do masy przez diodę germanową, opornik 100 kΩ i styk klucza. Przez przewodzącą diodę zostaje włączony kondensator odstrojeniowy C_x. Częstotliwość pracy generatora sterującego obniża się, a jednocześnie stopień separujący blokowany jest ujemnym napięciem (— 70 V) poprzez opornik 500 kΩ. Przy kluczu zamkniętym przerywa się obwód prądowy diody, kondensator C_x zostaje odłączony i generator przestraja się do częstotliwości roboczej. W tym czasie napięcie blokujące lampę L 2 zostaje zwarte do masy i lampa separatora pracuje.

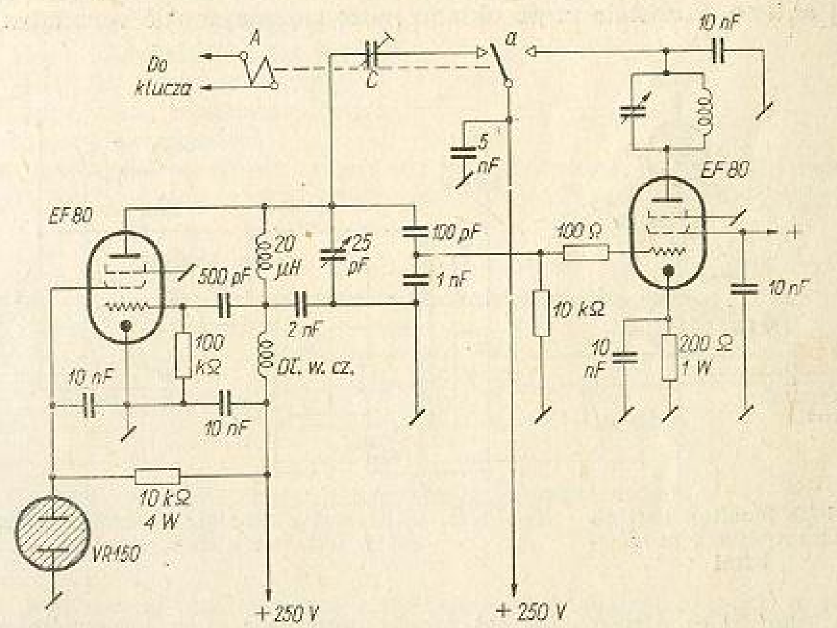


Rys. 4-18. Układ kluczowania różnicowego z przestrajaniem VFO za pomocą diody germanowej

Przy tego rodzaju kluczowaniu włączane są bardzo nieznaczne prądy. Zastosowany w obwodzie anodowym VFO potrójny filtr pasmowy zapewnia stałą wartość amplitudy napięcia rzędu 3 V w całym pasmie 3,5 MHz.

Podobny do poprzedniego układ manipulacji przedstawiony jest na rys. 4-18. Generator pracujący w układzie Clapp'a na częstotliwości 1,75 MHz przestrajany jest dodatkową pojemnością C_x włączaną równolegle do kondensatora dzielnika pojemnościowego przez przewodzącą diodę germanową. Kluczowany jest jednocześnie obwód siatki sterującej jednego ze stopni powielaczy. Do tego celu wykorzystuje się dodatkowy zasilacz ujemnego napięcia — 200 V. Zamyka i otwiera diodę bierny styk klucza telegraficznego.

W innym rozwiązaniu podobnego systemu manipulacji (rys. 4-19) stosuje się jako element kluczujący polaryzowany przekaźnik telegra-



Rys. 4-19. Układ przestrajania VFO przy kluczowaniu z wykorzystaniem przekaźnika polaryzowanego

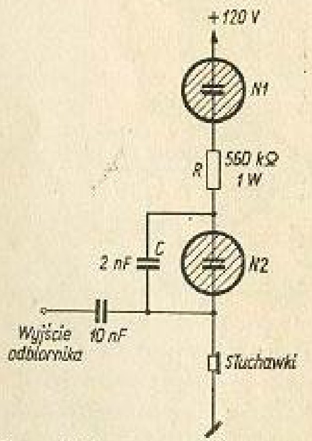
ficzny (typu S & H 64a lub 54a). Dodatkowe uzwojenie niskoomowe tego przekaźnika należy zewrzeć. Przesunięcie częstotliwości przy pracy generatora na 3,5 MHz nie przekracza 50 kHz. Czas przejścia kotwicy przekaźnika między stykami jest znikomo mały. Sprężyna przełączająca w jednej pozycji włącza kondensator C_x, w drugiej zaś zasilanie do obwodu anodowego stopnia pośredniego nadajnika.

Zawartość częstotliwości harmonicznych w sygnale jest tym większa, im większa jest dewiacja częstotliwości roboczej. Przy omawianym systemie manipulacji zmiany częstotliwości nie przekraczają 1,5%, natomiast przy zwykłym kluczowaniu wynoszą one 100% zmiany częstotliwości (od $0 \div f_{rob}$). To właśnie warunkuje czystość sygnału otrzymywanego w układzie z przestrajaniem obwodu generatora sterującego.

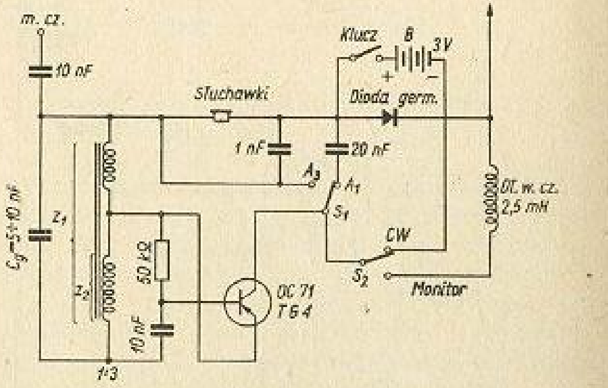
4.3. Kontrola kluczowania

Jakość i treść emitowanych sygnałów muszą być w sposób ciągły kontrolowane w czasie nadawania przez operatora stacji nadawczej. W tym celu stosuje się urządzenia kontrolne, tzw. monitory kluczowania, umożliwiające podsłuch akustyczny sygnałów telegraficznych. Urządzenia te pracują w układach szerokopasmowych, niezależnych od emitowanej częstotliwości. Upraszcza to obsługę nadajnika, a jednocześnie i układ monitora. Urządzenia kontrolne zasilane są energią w.cz. promieniowaną w najbliższym otoczeniu pracującego nadajnika, a w szczególności stopnia końcowego.

W najprostszym przypadku można wykorzystać w układzie monitora z rys. 4-20 działanie neonówek. Neonówka $N\,1$ spolaryzowana jest dodatnim napięciem, co umożliwia łatwą jej jonizację po zadziałaniu nadajnika. Neonówkę umieszcza się w pobliżu wzmacniacza mocy lub linii zasilającej antenę. Pozostała część układu może się znajdować wewnątrz obu-



Rys. 4-20. Monitor kontrolny kluczowania z neonówkami



Rys. 4-21. Uniwersalny monitor kontrolny kluczowania w układzie z tranzystorem

dowy nadajnika. Częścią tą jest prosty generator m.cz. z neonówką $N\,2$ w układzie relaksacyjnym, pracujący na częstotliwości około 800 Hz. Sygnał generatora występuje w słuchawkach odbiornika w postaci tonu akustycznego kluczowanego w rytmie sygnałów telegraficznych w.cz. Wysokość tonu generatora relaksacyjnego dobiera się ustalając odpowiednio wartość elementów C i R. Napięcie stanowiące wstępną polaryzację neonówki $N\,1$ dla uniknięcia nieprzewidzianego piukania sygnału musi być stabilizowane.

Bardziej złożony i wszechstronny jest układ monitora widoczny na rys. 4-21. Wykorzystuje się tu tranzystorowy generator akustyczny zasilany energią w.cz. z pomocniczej anteny umieszczonej w pobliżu czynnego nadajnika telegraficznego. Napięcie w.cz. z tej anteny prostowane jest w układzie aperiodycznym z dławikiem w.cz. przez diodę germanową. Wyprostowany prąd i odfiltrowany zasila generator z tranzystorem warstwowym typu OC 71 (TG 4) w układzie autotransformatorowym. Odczep transformatora dobiera się dla stosunku zwojowego $z_1 : z_2 = 1 : 3$, przy czym odpowiednią wysokość tonu akustycznego reguluje się za pomocą kondensatora C_g.

Monitor po przełączeniu może służyć także do kontroli emisji A 3. Za pomocą przełącznika P_2 włącza się bateryjne zasilanie generatora i wykorzystuje całość jako ćwiczebne urządzenie do treningu telegraficznego, lub do innych celów eksperymentalnych (np. do prób modulacji).

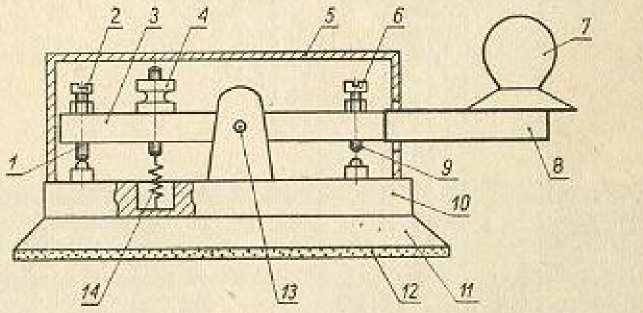
Długość anteny monitora oraz jej sprzężenie z nadajnikiem dobiera się tak, aby po detektorze uzyskać napięcie stałe rzędu 2 ÷ 3 V. Całe urządzenie może być wmontowane w niewielkie pudełko ekranowane w pobliżu wyjścia odbiornika stacyjnego lub nawet w obudowie słuchawki nagłownej.

4.4. Elementy kluczujące

Do urządzeń tych zalicza się:
- — klucz telegraficzny sztorcowy,
- — klucz dwustronny boczny,
- — klucz półautomatyczny (bug),
- — klucz elektronowy.

Klasyczny, powszechnie znany klucz sztorcowy (rys. 4-22) może służyć do manipulacji z szybkością do 100 ÷ 125 znaków na minutę.

Rys. 4-22. Konstrukcja klucza sztorcowego:
1 — styk bierny; 2 — wkręt regulacyjny; 3 — kotwica; 4 — nakrętka regulacji naciągu sprężyny; 5 — obudowa ochronna; 6 — wkręt regulacyjny; 7 — uchwyt izolowany; 8 — ramię klucza izolowane; 9 — styk roboczy; 10 — izolacyjna płytka podstawy klucza; 11 — ołowiana podstawa; 12 — filcowa podkładka; 13 — oś obrotu dźwigni; 14 — sprężyna zwrotna

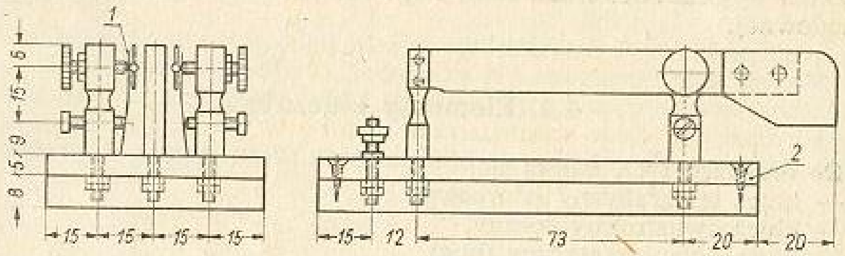


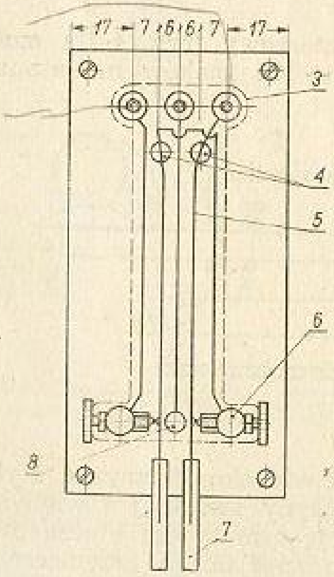
Solidne wykonanie mechaniczne oraz właściwie skonstruowane styki, przy odpowiednim wyregulowaniu siły sprężyny zwrotnej i wielkości szczeliny, zapewniają prawidłową manipulację tym typem klucza przy niewielkich szybkościach telegrafowania bez specjalnego przemęczenia operatora. Osiągnięcie większych szybkości jest utrudnione wskutek jednostronnego działania klucza. Warunkiem dobrej pracy jest stosowanie właściwego materiału na styki robocze. Powinny one być wykonane z twardego materiału, odpornego na utlenianie się powierzchniowe w chwili przeskoku iskry. Styki umieszczone są zwykle na sprężystym elemencie wsporczym, co zapewnia miękką pracę kotwicy. Osobnym zagadnieniem jest zabezpieczenie łatwej i dokładnej regulacji skoku klucza. Służą do tego celu wkręty regulacyjne zabezpieczane zwykle przeciwnakrętkami. Ramię klucza musi być zakończone uchwytem w postaci gałki płaskiej lub wypukłej, wykonanej z materiału izolacyjnego. Sprężyny i obwody zwierające, zaciski itp. elementy znajdujące się pod napięciem manipulowanym muszą bezwzględnie być osłonięte pokrywą z materiału izolacyjnego, lub uziemioną obudową z metalu. Cały klucz

przymocowuje się zwykle do ciężkiej podstawy (płytka ołowiana na podkładce z filcu), ułatwiającej manipulację jedną ręką, bez konieczności przykręcania klucza do stołu. Doprowadzenie do klucza stanowią przewody w ekranie metalowym połączonym z uziemioną obudową nadajnika.

Klucze takie są często wyposażone w zwieracze w postaci dodatkowej dźwigienki; są one przydatne przy próbach i strojeniu nadajnika.

Klucz dwustronny, którego konstrukcję ilustruje rys. 4-23, umożliwia manipulację bez większego wysiłku operatora z szybkością docho-





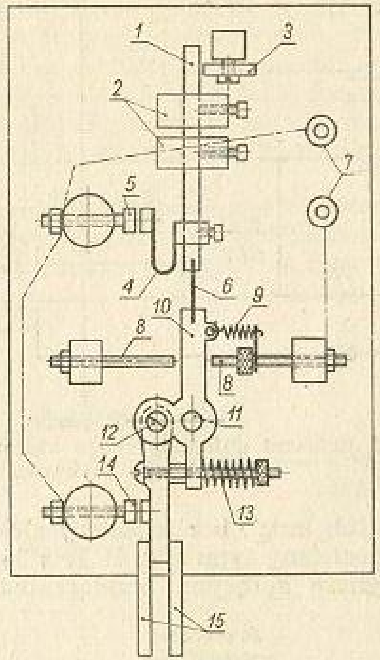
Rys. 4-23. Konstrukcja klucza dwustronnego:
1 — fosforobrązowe (stalowe) sprężynki płaskie 5×40×0,2; 2 — podstawa; 3 — zaciski wyjściowe klucza; 4 — kołki wsporcze; 5 — sprężysta kotwica klucza; 6 — kołki wsporcze z wkrętami regulacji styków; 7 — ołowany uchwyt klucza; 8 — kołek centralny ograniczający

dzącą do 150 ÷ 200 znaków na minutę. Dzięki dwustronnej pracy styków klucza zaoszczędza się tu połowę jego ruchów. W odróżnieniu od klucza sztorcowego w płaszczyźnie pionowej manipuluje się kluczem dwustronnym w płaszczyźnie poziomej, przerzucając trzymany lekko między palcami uchwyt kotwicy w lewo i prawo. Klucz utrzymywany jest w położeniu środkowym przez sprężysty element kotwicy.

Inną konstrukcję posiada klucz półautomatyczny, w którym wykorzystuje się wielokrotne drgania sprężystego pręta. Pojedyncze naciśnięcie dźwigni daje szereg regularnie rozmieszczonych kropek o jednakowym czasie trwania. Przechylenie dźwigni głównej w drugą stronę powoduje nadanie ciągłej kreski, której czas trwania nie jest już regulowany żadnym automatem (stąd nazwa — klucz półautomatyczny).

Konstrukcja tego klucza uwidoczniona jest na rys. 4-24.

Czas trwania kropek, oraz czas przerwy pomiędzy nimi (oba czasy są sobie równe) ustala się przez przesuwanie ciężarka tworzącego wahadło, wzdłuż ramienia drgającego. W miarę zwiększania długości ra-



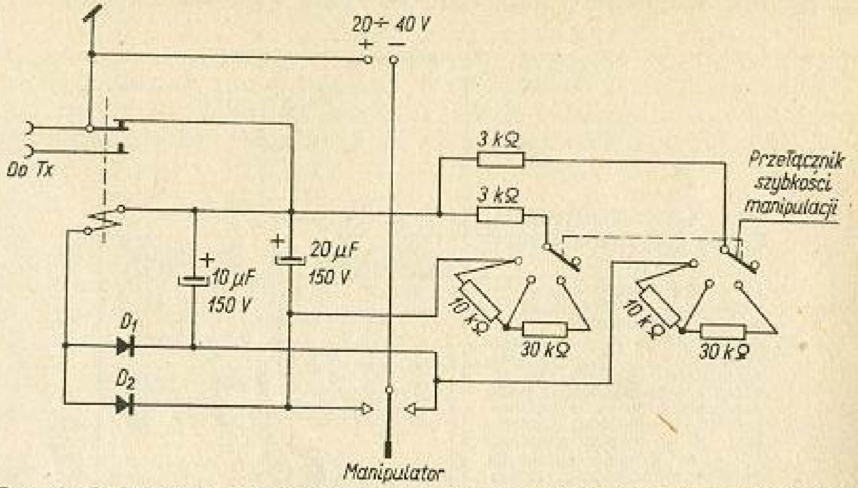
Rys. 4-24. Konstrukcja klucza półautomatycznego (bug):
1 — pręt drgający; 2 — ciężarki; 3 — zderzak; 4 — sprężyna kropkowa; 5 — styk kropkowy; 6 — sprężyna główna; 7 — zaciski wyjściowe klucza; 8 — wkręty ograniczające skok ramienia; 9 — sprężyna powrotna kierunku „kropki"; 10 — ramię główne; 11 — oś główna ramienia głównego; 12 — oś ramienia kreski; 13 — sprężyna powrotna kierunku „kreski"; 14 — styk kreskowy; 15 — uchwyt

mienia dragającego maleje częstotliwość nadawania kropek. Zwykle przy ruchach w lewą stronę nadawane są kreski, a w prawą — kropki. Klucz ten wymaga bardzo precyzyjnego wykonania, jest zatem kosztowny i trudno osiągalny przez przeciętnego radioamatora. Można nim przy pewnej wprawie osiągać bardzo dużą szybkość manipulowania, dochodzącą do 300 znaków na minutę.

Najbardziej jednak wygodny jest klucz elektronowy. Spotykane są dziesiątki najróżniejszych jego odmian, od najprostszych bezlampowych do złożonych układów wielolampowych o skomplikowanych zestawach przekaźników. Wszystkie one wykazują jedną wspólną zaletę. Jest nią automatyczne elektryczne ustalenie właściwego czasu trwania kropki i kreski, jak też przerwy pomiędzy nimi. Urządzenia te, wyposażone zwykle w nastawne regulatory szybkości manipulacji, pozwalają na telegrafowanie z szybkością 40 ÷ 500 znaków na minutę. Same znaki są nadzwyczaj czytelne i rytmiczne (idealna powtarzalność). Manipulacja za pomocą klucza elektronowego zmniejsza znacznie wysiłek operatora, a nasłuch melodyjnych znaków sprawia odbiorcy dużą satysfakcję. Manipulator klucza elektronowego wykonany jest podobnie do dźwigni klucza dwustronnego. Uchwyt dźwigni manipulacyjnej przerzuca się swobodnie pomiędzy palcem wskazującym i kciukiem w lewo i w prawo, przy czym ręka aż do łokcia powinna spoczywać na stole.

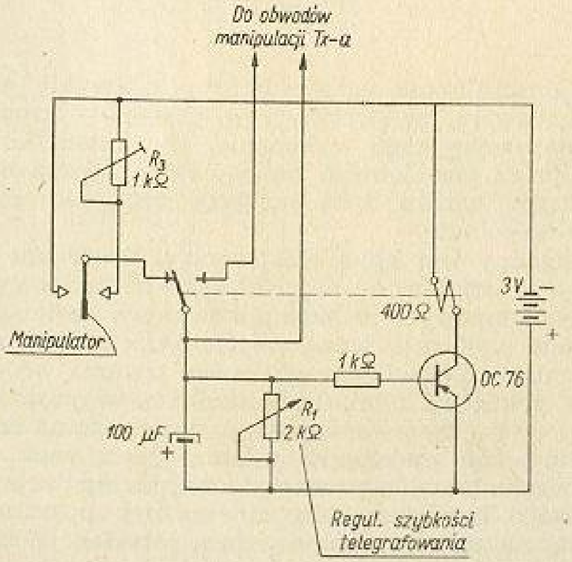
Jeden z najprostszych układów klucza automatycznego, zawierający tylko pojedynczy przekaźnik polaryzowany i parę kondensatorów, ilu-

struje rys. 4-25. Klucz opracowany przez krótkofalowca amerykańskiego W6JPW, został zmodyfikowany przez czechosłowackiego amatora OK1FF. Zastosowano w nim diody germanowe powszechnie spotykanego



Rys. 4-25. Schemat automatycznego klucza z wykorzystaniem przekaźnika dla trzech szybkości manipulacji

typu (DOG lub inne), kondensatory elektrolityczne, polaryzowany przekaźnik telegraficzny typu S & H Trls 54a z wysokoomowym uzwojeniem oraz pojedynczą sprężynę przełącznika. Szybkość manipulacji można

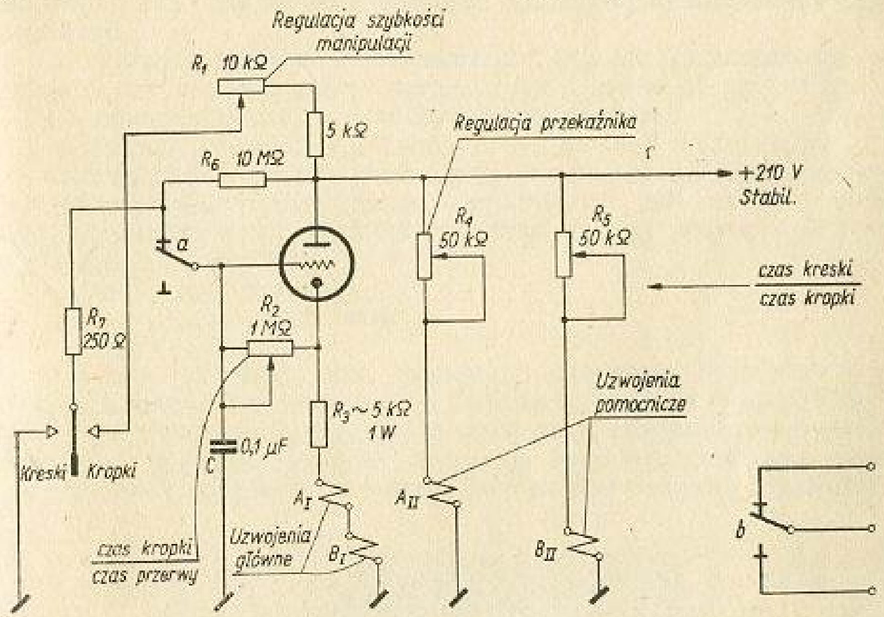


Rys. 4-26. Schemat automatycznego klucza tranzystorowego

regulować skokowo od 60 do 140 znaków na minutę za pomocą trójpozycyjnego przełącznika podwójnego. Odpowiedni stosunek czasu przerwy do czasu trwania znaku ustala się przez regulację styków przekaźnika zaopatrzonych w odpowiednie wkręty. Układ zasilany jest prądem stałym z baterii o napięciu 25 V lub z zasilacza sieciowego z prostownikiem.

Bardziej nowoczesnym rozwiązaniem jest klucz automatyczny w układzie przedstawionym na rys. 4-26. Zastosowano w nim tranzystor (typu OC 72, OC 76 lub podobny). Układ, którego konstruktorem jest krótkofalowiec DL3WE, pracuje przy bardzo oszczędnym, niskonapięciowym zasilaniu bateryjnym. Nadaje się dobrze do współpracy z przenośnymi urządzeniami nadawczymi o zasilaniu bateryjnym. Szybkość manipulacji w granicach 40 ÷ 180 znaków na minutę reguluje się potencjometrem R_1. Stosunek czasu trwania kreski do czasu trwania kropki ustala się za pomocą regulowanego opornika R_3. Przekaźnik typu telegraficznego, polaryzowany, o oporności uzwojenia 400 Ω powinien zadziaływać już przy prądzie około 2 mA. Klucz tego typu odznacza się bardzo małymi rozmiarami.

Prosty i dobry w działaniu układ klucza z lampą elektronową, opracowany przez mgra inż. Z. Kachlickiego, SP3PK, przedstawiony jest na rys. 4-27. Dobór elementów nie jest tu krytyczny. Potencjometr R_1 wraz



Rys. 4-27. Schemat klucza elektronowego konstrukcji SP3PK

z kondensatorem C stanowi układ podstawowej stałej czasowej klucza, przy czym kondensator C ładowany jest przez opornik regulowany R_2 z obwodu katodowego lampy. Ślizgaczem potencjometru R_1 reguluje się szybkość nadawania znaków, a opornikiem regulowanym R_2 — właściwy stosunek czasu trwania kropki do czasu przerwy między sygnałami (między kropkami). Ładowanie kondensatora C dzięki współdziałaniu układu lampy przebiega w czasie prostoliniowo. Ze względu na małe obciążenie mocą admisyjną można stosować w tym układzie zwykłą triodę napięciową typu EC 92, 6 C 5 lub podobną. Poza lampą wchodzą do układu dwa przekaźniki polaryzowane typu S & H Trls 54, 64 lub 44. Potencjometr R_5, którym reguluje się stosunek czasu trwania kreski do czasu trwania kropki, powinien być tak ustawiony, aby klucz nadawał w określonej jednostce czasu dwa razy więcej kropek niż kresek. Od tego też zależy prawidłowy stosunek tych wielkości. Stosunek ten można naj-

prościej określić za pomocą woltomierza i baterii włączonych szeregowo do zacisków wyjściowych klucza. Przy prawidłowym stosunku (1 : 1) napięcie wskazywane przez woltomierz równe jest połowie napięcia baterii. W tym czasie klucz nadaje serię kropek z dużą szybkością.

Uzwojenia pomocnicze przekaźników polaryzowanych włącza się w taki sposób, aby przeciwdziałały uzwojeniom głównym. Opornik R_7 chroni styki przekaźnika i manipulatora przed iskrzeniem, ograniczając prąd wyładowania kondensatora. Wartość opornika katodowego R_x ograniczającego spoczynkowy prąd anodowy lampy, dobiera się w zależności od typu lampy i oporności uzwojeń przekaźników.

Klucz zasilany jest stałym stabilizowanym napięciem anodowym 210 V.

5. MODULACJA AMPLITUDY

5.1. Uwagi ogólne

Przekazywanie informacji w łączności krótkofalowej może być realizowane nie tylko na zasadzie przesyłania sygnałów telegraficznych manipulowanej fali ciągłej, lecz także w oparciu o wykorzystanie procesu modulacji.

Modulacja jest wynikiem nałożenia sygnału przenoszącego informację na falę ciągłą wielkiej częstotliwości. Określa się przy tym:

— fala ciągła w.cz. — modulowana fala nośna,

— sygnał przenoszący informację — przebieg modulujący.

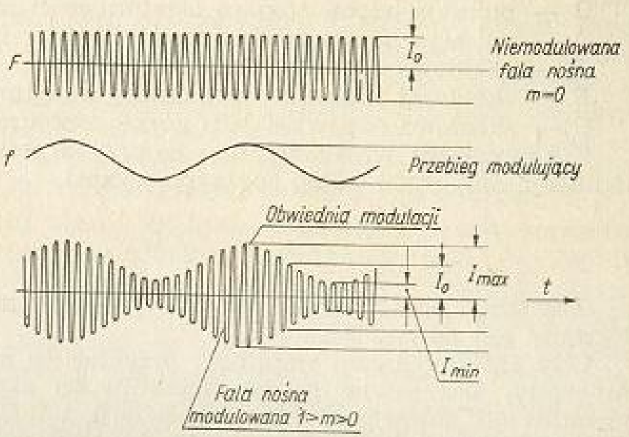
Oddziaływanie na falę nośną przebiegiem modulującym może obejmować zmiany amplitudy, zmiany częstotliwości lub zmiany fazy prądu wielkiej częstotliwości. Stąd też rozróżnia się trzy podstawowe systemy modulacji, a mianowicie:

— modulację amplitudy,

— modulację częstotliwości,

— modulację fazy.

Możliwa jest także tzw. modulacja impulsowa. W praktyce, amatorzy-krótkofalowcy wykorzystują najczęściej modulację amplitudy z jej wszystkimi odmianami, rzadziej zaś modulację częstotliwości, a już tylko wyjątkowo pozostałe systemy modulacji. Szerszego omówienia wymaga zatem system modulacji amplitudy jako najpowszechniej spotykany.



Rys. 5-1. Przebieg modulacji amplitudy

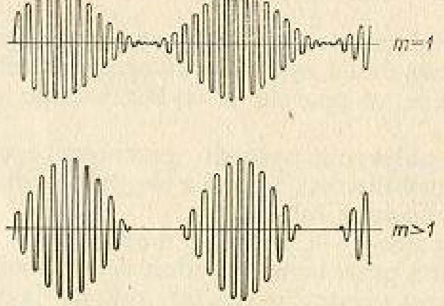
Zmiany amplitudy prądu w.cz. o częstotliwości F odpowiednio do zmian w czasie sygnałów m.cz. f w przypadku modulacji amplitudy są na rys. 5-1.

Charakterystyczną wielkością dla modulacji amplitudy jest tzw. głębokość modulacji, określana zależnością

$$m = \frac{I_{max} - I_0}{I_0} = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \leqslant 1$$

Jest to zatem stosunek przyrostu amplitudy prądu fali nośnej przy modulacji do amplitudy prądu fali nośnej niemodulowanej.

Modulacja przeprowadzona z głębokością $m > 1$ prowadzi do poważnych zniekształceń otrzymywanych sygnałów wypadkowych. Zjawisko takie nosi nazwę przemodulowania (rys. 5-2).



Rys. 5-2. Modulacja 100% i przemodulowanie

Wypadkowe drgania przebiegu modulowanego mogą być rozłożone na sinusoidalne składowe harmoniczne. I tak, przy modulowaniu fali nośnej jednym tonem o częstotliwości akustycznej powstaje w wyniku suma prądów składowych, tzw. widmo modulacyjne

$$I = \underbrace{I_0 \sin \Omega t}_{A} + \underbrace{\frac{m I_0}{2} \cos(\Omega - \omega) t}_{B} - \underbrace{\frac{m I_0}{2} \cos(\Omega + \omega) t}_{C}$$

gdzie:

Ω — pulsacja odpowiadająca częstotliwości fali nośnej F,
ω — pulsacja odpowiadająca częstotliwości fali modulującej f,
A — składowa odpowiadająca fali nośnej,
B — składowa odpowiadająca dolnej wstędze bocznej modulacji,
C — składowa odpowiadająca górnej wstędze bocznej modulacji.

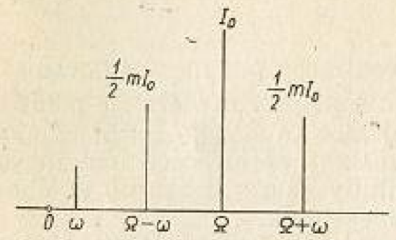
Z powyższego wzoru wynika, że przy $m = 1$, czyli przy tzw. 100% modulacji, amplituda wstęg bocznych wynosi

$$\frac{1}{2} I_0$$

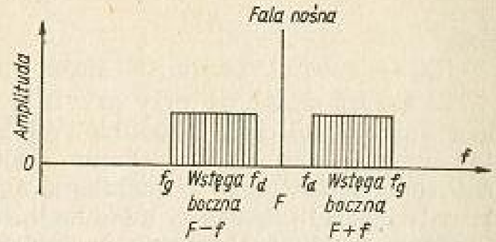
Graficzny obraz widma powstałego przy modulacji jednotonowej pokazany jest na rys. 5-3.

Gdy przy modulacji amplitudy przebiegiem modulującym będzie nie ton ciągły, lecz pewne pasmo częstotliwości akustycznych (np. pasmo częstotliwości zawarte w mowie ludzkiej), wtedy po obu stronach fali nośnej powstaną dwie odpowiednio szerokie wstęgi boczne (rys. 5-4). Szerokość tych wstęg jest zależna od szerokości pasma, w jakim zawarte są częstotliwości akustyczne przebiegu modulującego, obejmujące zakres $f_d \div f_g$ (f_d — dolna częstotliwość graniczna przebiegu modulującego;

f_g — górna częstotliwość graniczna przebiegu modulującego). Krawędzie wstęg bocznych oddalone są zawsze od częstotliwości nośnej o wielkość f_d. Jest więc rzeczą zrozumiałą, że przy stosowaniu modulacji amplitudy zajmuje się w pasmie częstotliwości znacznie więcej miejsca niż przy stosowaniu nadajnika telegraficznego z manipulowaniem fali ciągłej. Ponieważ pasma amatorskie ze względu na przepisy telekomunikacyjne są bardzo wąskie, należy ograniczać do minimum pasmo częstotliwości modulujących. Usprawni to w dużej mierze łączność foniczną dzięki zmniejszeniu zakłóceń przysparzanych pobliskim krótkofalowcom, a poza tym zwiększy ekonomię wykorzystania mocy nadajnika przypadającej na boczne wstęgi modulacyjne.



Rys. 5-3. Widmo częstotliwości w przebiegu modulacji jednotonowej



Rys. 5-4. Widmo częstotliwości w przebiegu modulacji pasmem częstotliwości

Ponieważ przy łączności krótkofalowej stosowana jest wyłącznie fonia, zatem w zupełności wystarczy przekazywanie pasma częstotliwości akustycznych o szerokości

$$f_d \div f_g = 300 \text{ Hz} \div 3000 \text{ Hz},$$

co zresztą znajduje potwierdzenie w badaniach logatomowych zrozumiałości połączenia telekomunikacyjnego.

W praktyce krótkofalarskiej rozszerzenie tego pasma przy pracy Dx-wej bynajmniej nie zwiększa zrozumiałości. Przeciwnie, wyniki mogą być nawet gorsze, nie mówiąc już o zakłóceniach w pracy stacji sąsiednich. Rozszerzanie pasma modulującego mija się z celem również ze względu na ogół wąską wstęgę przenoszenia przez współczesne odbiorniki krótkofalowe (konieczność przeprowadzania nasłuchów na bardzo zagęszczonych pasmach). Tłok ten, z każdym rokiem coraz większy, wynika ze spontanicznego rozwoju krótkofalarstwa w kraju i na świecie.

Zawężenie pasma od strony dolnych częstotliwości jest korzystne także ze względu na ewentualne usunięcie przydźwięku 50 Hz lub 100 Hz, łatwo występującego w urządzeniach modulujących. Formując jeszcze odpowiednio przenoszenie kanału fonicznego (za pomocą dodatkowych filtrów m.cz.), uzyskuje się modulację o wyjątkowo dobrej zrozumiałości. Modulowany odkształconym przebiegiem nadajnik zapewnia dobrą łączność w warunkach Dx-wych. Sam odbiór dochodzi łatwo do skutku na znacznych nawet odległościach i przy silnych zakłóceniach ze strony stacji sąsiednich. Oczywiście indywidualna barwa głosu operatora jest przy tym zmieniona, ale w łączności krótkofalowej chodzi głównie o przekazanie treści wzajemnych informacji.

Pozostaje do omówienia jeszcze inna charakterystyczna wielkość przy modulacji amplitudy, a mianowicie średnia wartość mocy zawartej we wstęgach bocznych

$$P_{ub} = \frac{1}{2} m^2 P_{un}$$

gdzie

P_{un} — moc użyteczna fali nośnej, równa mocy fali niemodulowanej.

Ze wzoru widać, że przy $m = 1$ w obu wstęgach zawiera się połowa mocy fali nośnej. Przy modulacji płytszej moc ta szybko (m^2!) maleje. Stąd wniosek, że dla uzyskania maksymalnej sprawności fonicznego urządzenia nadawczego z modulacją amplitudy należy dążyć do uzyskania największej głębokości modulacji, bliskiej 100%.

Teraz można już napisać, że średnia wartość mocy sygnału modulowanego w amplitudzie wyrazi się wzorem

$$P_{śr\ mod} = P_{un} + 2 P_{ub} = P_{un} (1 + \frac{m^2}{2})$$

Przy głębokości modulacji $m = 1$ średnia wartość mocy osiąga $1{,}5\ P_{un}$. Stąd wynika, że dla uzyskania 100% głębokości modulacji należy dostarczyć do układu moc wstęg bocznych równą połowie mocy fali nośnej. Określa to jednocześnie konieczną moc wyjściową modulatora. Przy modulacji anodowej mocy tej dostarcza modulator pracujący zwykle w klasie B.

Jeśli do układu modulacyjnego nie można dostarczyć dodatkowej mocy, określonej wyżej podanym wzorem (jak na przykład przy wszelkich rodzajach modulacji siatkowej), należy wówczas moc stopnia nadawczego zmniejszyć do pewnej wartości średniej, która przy pełnej głębokości modulacji pozwoli osiągnąć pełną moc nadajnika. W tym przypadku brakującą moc wstęg bocznych pobiera się z lampy końcowej nadajnika. Moc zmniejsza się w granicach 1/3 do 1/4 mocy maksymalnej wzmacniacza mocy w.cz.

Ponieważ średnia wartość prądu w antenie w procesie modulacji wynosi

$$I_{Aśr} = I_{An} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

gdzie

I_{An} — prąd fali nośnej w antenie,

to dla $m = 1$ średnia wartość prądu będzie określona wzorem

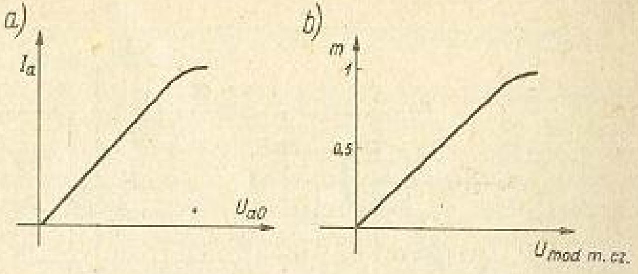
$$I_{An}\sqrt{1{,}5} = 1{,}23\ I_{An}$$

W tym przypadku prąd antenowy wzrasta przy modulacji 100% o 23% w stosunku do prądu antenowego przy braku modulacji. Poza tym szczytową moc sygnału modulowanego oblicza się z zależności

$$P_{max\ mod} = P_{un} (1 + m)^2$$

Jak widać, przy 100% modulacji ($m = 1$) maksymalna moc jest cztery razy większa od mocy niemodulowanej fali nośnej.

Liniowość przebiegu procesu modulacji określa się zwykle dwiema charakterystykami, a mianowicie zależnością prądu w.cz. I_a do napięcia U_{a0} oraz głębokości modulacji m od amplitudy napięcia modulującego U_m. Zależności te powinny stanowić w przeważającej części charakterystyki linię prostą, a to w celu zapewnienia nie zniekształconej, głębokiej modulacji (rys. 5-5).



Rys. 5-5. Charakterystyki modulacji: a) statyczna; b) dynamiczna

Zależnie od wyboru elektrody lampy, za pomocą której zmiany napięcia modulującego powodują w procesie modulacji zmiany amplitudy fali nośnej, rozróżnia się następujące rodzaje modulacji amplitudy:

— modulacja anodowa,
— modulacja anodowo-ekranowa,
— modulacja ekranowa,
— modulacja siatkowa (siatki sterującej, zerowej),
— modulacja katodowa,
— modulacja z regulowaną falą nośną, itp.

W układach amatorskich nadajników krótkofalowych z zasady moduluje się końcowy stopień wzmacniacza mocy w.cz.

5.2. Modulacja anodowa

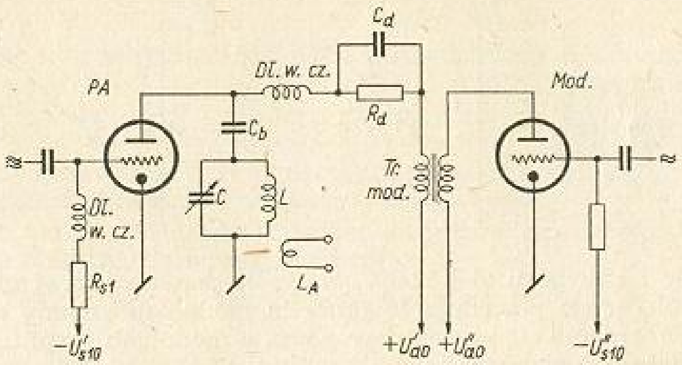
Ze względu na optymalne wykorzystanie urządzenia nadawczego jest to najbardziej godny polecenia rodzaj modulacji amplitudy. Nie jest to co prawda rozwiązanie najbardziej ekonomiczne, konieczne jest bowiem stosowanie dużego na ogół wzmacniacza m.cz. z kosztownym transformatorem modulacyjnym przy dodatkowym znacznym obciążeniu zasilacza. Dzięki jednak innym dużym zaletom ten rodzaj modulacji znalazł powszechne zastosowanie w amatorskich nadajnikach fonicznych.

W stopniu wzmacniacza mocy z modulacją w anodzie wykorzystuje się tak triody, jak i lampy wielosiatkowe: tetrody i pentody. Przy stosowaniu tych ostatnich modulacja anodowa przekształca się w modulację anodowo-ekranową.

Przy modulacji wyłącznie anodowej, przebiegającej tylko w triodach, w szereg ze stałym napięciem zasilającym obwód anodowy lampy włącza się napięcie modulacyjne. Praktykuje się to najczęściej w układzie z rys. 5-6. Dla uniknięcia znacznego przewzbudzenia lampy wzmacniacza mocy przy ujemnych szczytach modulacji, co powoduje duże zniekształcenia, stosuje się układy z automatyczną polaryzacją sterującej siatki lampy. Niepożądane wzrosty prądu siatki jako wynik przewzbudzenia przy ujemnych szczytach modulacji, przesuwają punkt pracy lampy w korzystnym kierunku. Dlatego też baczną uwagę należy zwrócić na odpowiednie dobranie opornika siatkowego R_{s1} w modulowanym anodowo wzmacniaczu mocy. W układzie modulacji anodowej akustyczne napięcie modulujące doprowadza się do obwodu anodowego lampy naj-

częściej poprzez transformator modulacyjny od wzmacniacza modulacyjnego m.cz., zwanego modulatorem.

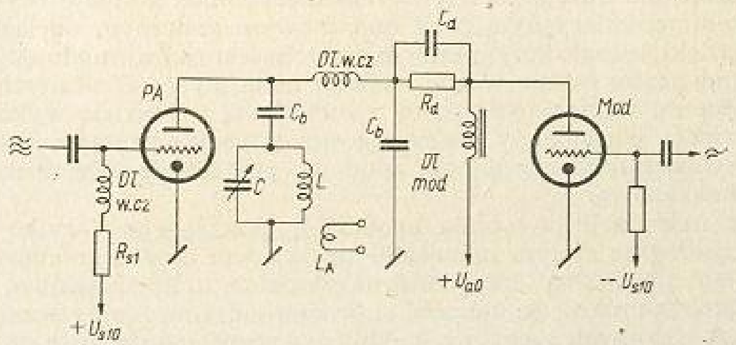
Napięcie anodowe zmienia się w rytmie zmian napięcia m.cz. pochodzącego od mikrofonu na wejściu zwykle wielostopniowego wzmacniacza



Rys. 5-6. Układ klasyczny modulacji anodowej z wykorzystaniem transformatora modulacyjnego

modulacyjnego. W układzie z transformatorem można wykorzystać dowolny rodzaj wzmacniacza mocy m.cz., dlatego system ten zyskał największe rozpowszechnienie. Na ogół moc modulatora anodowego jest dość duża, wynosi bowiem przeciętnie połowę mocy doprowadzanej do PA, i dlatego w przypadku większych nadajników konieczne jest stosowanie we wzmacniaczach modulacyjnych układów przeciwsobnych, pracujących w głębokiej klasie AB lub B. Tylko wtedy sprawność urządzenia modulacyjnego utrzymuje się na wymaganym poziomie, a lampy wykorzystane są ekonomicznie.

Możliwa jest także rzadziej jednak stosowana i tylko w przypadku urządzeń małej mocy modulacja z wykorzystaniem dławika modulacyjnego (modulacja Heissinga) — rys. 5-7. W układzie tym zarówno lampa



Rys. 5-7. Układ modulacji anodowej z wykorzystaniem dławika modulacyjnego

modulowana jak i modulująca zasilane są poprzez wspólny dławik. Indukcyjność dławika dobiera się dostatecznie dużą, aby dla f_d pasma przekazywanych częstotliwości akustycznych oporność pozorna była większa od oporności wewnętrznej lampy modulatora. Wadą tego układu jest

konieczność stosowania modulatora w układzie niesymetrycznym i pracujących w małosprawnej klasie A.

Warunkiem poprawnej pracy układu jest dobranie wewnętrznej oporności anodowej lampy wzmacniacza w.cz. do wartości równej optymalnej oporności anodowej lampy modulatora. Trzeba więc tu odpowiednio dobrać wartość prądu anodowego lampy wzmacniacza mocy w.cz. przez regulację napięcia siatki sterującej.

Do obwodu anodowego wprowadza się zwykle dodatkowy opornik szeregowy R_d zabocznikowany kondensatorem C_d o nieznacznej oporności pozornej dla częstotliwości akustycznych. Stosowanie tego opornika wynika z konieczności obniżenia napięcia anodowego wzmacniacza w.cz., ponieważ tylko wtedy amplituda napięcia zmiennego m.cz. może osiągnąć wartość równą wartości napięcia zasilającego anodę wzmacniacza w.cz., a to przecież stanowi warunek uzyskania pełnej głębokości modulacji ($m = 1$). Moc admisyjna lampy modulacyjnej (triody) w tym układzie powinna dwukrotnie przewyższać moc doprowadzoną do PA. Dodatkowa strata mocy w oporniku R_d to jeszcze jedna z ujemnych cech modulacji z wykorzystaniem dławika.

Przebieg modulacji określa się z tzw. charakterystyki modulacji, czyli zależności między zmiennym napięciem anodowym w.cz., lub prądem wzmacniacza mocy nadajnika, a stałym napięciem zasilającym obwód anodowy (rys. 5-5a). Jest to tzw. charakterystyka statyczna modulacji. Natomiast charakterystykę tzw. dynamiczną modulacji przedstawia rys. 5-5b. Obie charakterystyki powinny w przeważającej swej części przedstawiać nachyloną linię prostą, ewentualnie o niewielkim zakrzywieniu górnym.

Warunkiem dużej liniowości charakterystyki modulacji jest praca lampy wzmacniacza mocy w.cz. w stanie przewzbudzonym dla triod, a w stanie krytycznym dla tetrod i pentod. Modulowany w anodzie wzmacniacz mocy w.cz. wymaga dostarczenia również większej mocy wzbudzenia niż dla wzmacniacza sterującego. Dobra liniowość charakterystyki dynamicznej wymaga poza tym źródła wzbudzenia o dużej oporności wewnętrznej.

Transformator modulacyjny powinien zapewniać na wyjściu uzwojenia wtórnego amplitudę napięcia m.cz. równą stałemu napięcu anodowemu lampy wzmacniacza mocy w.cz. Jest to warunkiem do uzyskania głębokości modulacji równej 100%. Jednocześnie przekładnia transformatora powinna zmieniać oporność, jaką przedstawia obwód anodowy lampy wzmacniacza mocy w.cz. dla prądu stałego, do wartości równej optymalnej oporności obciążenia wzmacniacza-modulatora.

Przy 100% głębokości modulacji zasilające napięcie anodowe lampy modulowanej osiąga wartość chwilową równą $2\,U_{a0}$. Jednocześnie wzrasta i napięcie na obwodzie rezonansowym prawie do podwójnej wartości napięcia zasilającego. W wyniku chwilowe napięcie na anodzie lampy dochodzi do $4\,U_{a0}$. Tak wysokie napięcie należy uwzględnić przy doborze lampy modulowanej wzmacniacza mocy w. cz., jak i przy projektowaniu elementów anodowego obwodu rezonansowego (a więc izolacji kondensatorów strojeniowych, cewek, doprowadzeń itp.). Przy modulacji anodowej zaleca się zwykle pracę lampy na odpowiednio obniżonej (do $0{,}6 \div \div 0{,}8\ U_{a0}$ w stosunku do pracy telegraficznej) wartości napięcia anodowego.

Lampa wzmacniacza PA powinna być dobrana także z uwzględnieniem wzrostu średniej mocy strat anodowych $P_{a\,śr}$ dochodzącego przy $m = 1$ do $\frac{1}{2}$ mocy strat przy fali nośnej niemodulowanej, według wzoru

$$P_{a\,śr} = P_{an}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

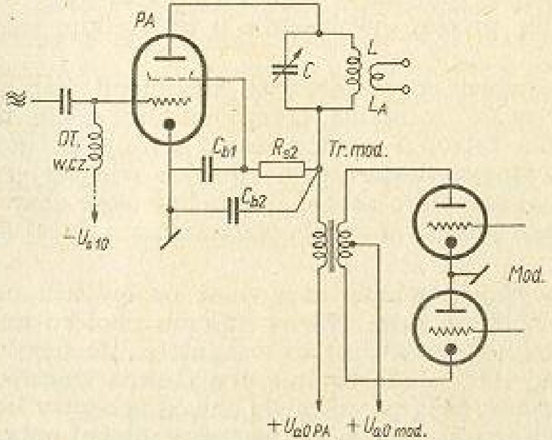
w którym

P_{an} — moc strat anodowych przy $m = 0$.

Dla pełnego zatem wykorzystania lampy PA przy 100% głębokości modulacji straty mocy w anodzie lampy przy fali nośnej dla $m = 0$ powinny wynosić najwyżej $\frac{2}{3}$ jej maksymalnej mocy admisyjnej. Należy zatem tak dobrać punkty pracy lampy, aby moc fali nośnej wynosiła $\frac{2}{3}$ mocy przewidzianej dla pracy lampy w klasie C telegraficznej. Sprawność układu dochodzi wtedy do około 70 ÷ 75%.

Właściwa oporność pracy modulatora określana jest w przybliżeniu ze stosunku stałego zasilającego napięcia anodowego do składowej stałej prądu anodowego lampy PA przy $m = 0$.

W praktyce amatorskiej stosuje się w stopniu wzmacniacza mocy w. cz. najczęściej pentody lub tetrody. W tym przypadku modulacja musi się odbywać w układzie anodowo-ekranowym (rys 5-8). Modulacja samej

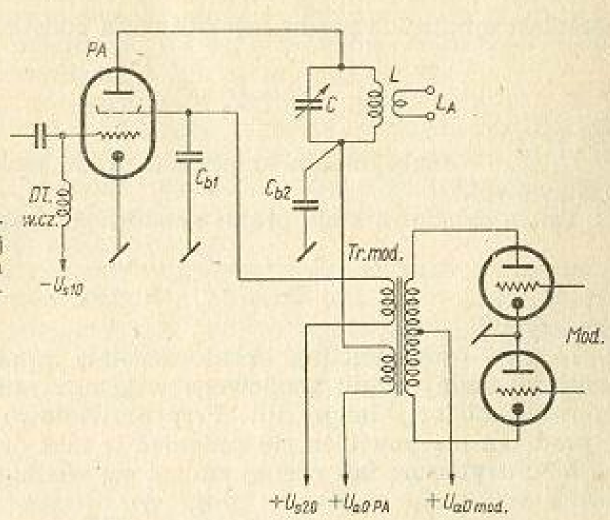


Rys. 5-8. Układ modulacji anodowo-ekranowej z dodatkowym opornikiem w obwodzie ekranu

anody prowadzi do powstania znacznych prądów w siatce ekranowej, szczególnie przy ujemnych szczytach modulacji. W wyniku tego wydziela się zbyt wielka moc w siatce ekranowej i powstają znaczne zniekształcenia modulacji. Siatka ekranowa jest objęta w układzie prawidłowym przebiegiem modulacyjnym wraz z obwodem anodowym, co warunkuje uzyskanie dobrej liniowości modulacji.

W układzie z rys. 5-8 do siatki ekranowej doprowadzone zostaje napięcie modulacyjne poprzez opornik R_{s2} z wtórnego uzwojenia transformatora modulacyjnego. Kondensator blokujący siatkę ekranową jak też i obwód zasilania po transformatorze modulacyjnym nie powinien zwierać w sposób dostrzegalny napięcia m. cz.; powinien on stanowić niewielką oporność tylko dla w. cz.

Dodatkowy opornik nie wprowadza co prawda żadnych zniekształceń, ale powoduje dodatkową stratę mocy. Z tego względu do modulacji dodatkowej siatki ekranowej lepiej jest stosować osobne uzwojenie transformatora modulującego, pozwalające uzyskać odpowiedni stosunek zmian napięcia na ekranie do zmian napięcia anodowego (rys. 5-9).



Rys. 5-9. Układ modulacji anodowo-ekranowej z osobnym uzwojeniem na transformatorze modulacyjnym

Teraz omówimy kilka podstawowych wzorów, umożliwiających wstępne określenie parametrów stopnia wzmacniacza mocy w. cz. nadajnika z triodą, jak też parametrów modulatora. Wyznaczenie tych wielkości jest niezbędne do prawidłowego zaprojektowania nadajnika fonicznego z modulacją amplitudy w obwodzie anodowym.

Przede wszystkim określa się wielkości maksymalne przy szczytach modulacji ($m = 1$), a więc:

— maksymalne napięcie zasilające obwód anodowy wzmacniacza mocy przy modulacji

$$U_{a0\,max} = U_{a0\,n}\,(1 + m)$$

gdzie

U_{a0n} — napięcie stałe zasilające PA nadajnika przy niemodulowanej fali nośnej,

— maksymalną amplitudę chwilowego napięcia na anodzie lampy PA przy współczynniku wykorzystania napięcia anodowego $\xi = 1$

$$U_{a1\,max} = 2\,U_{a0\,max}$$

z tym, że przy $m = 1$ otrzymuje się

$$U_{a1\,max} = 4\,U_{a0\,n}$$

a więc napięcie dwukrotnie większe niż przy pracy telegraficznej nadajnika. W rzeczywistości współczynnik wykorzystania napięcia anodowego przy przyjętym, przewzbudzonym stanie stopnia, jako optymalnym dla triody, wynosi

$$\xi = 0{,}9 \div 0{,}95$$

W dalszym ciągu określa się parametry elektryczne układu dla fali nośnej, gdy $m = 0$.

Amplituda napięcia fali nośnej wyniesie

$$U_{a1\,n} = \frac{U_{a1\,max}}{1+m}$$

Natomiast amplituda prądu częstotliwości podstawowej fali nośnej będzie

$$I_{a1\,n} = \frac{I_{a1\,max}}{1+m}$$

przy czym

$I_{a1\,max}$ — maksymalna amplituda prądu anodowego o częstotliwości podstawowej.

Także składową stałą prądu anodowego określi się jako

$$I_{a0\,n} = \frac{I_{a0\,max}}{1+m}$$

przy czym

$I_{a0\,max}$ — maksymalna składowa stała prądu anodowego. Wartość składowej stałej prądu anodowego wskazuje miliamperomierz włączony w obwód anodowy lampy PA. Przy prawidłowo przebiegającej modulacji prąd ten nie powinien się zmieniać w takt drgań modulujących.

Moc użyteczna fali nośnej zmieni się według wzoru

$$P_{un} = \frac{P_{u\,max}}{(1+m)^2}$$

w którym

$P_{u\,max}$ — wartość szczytowa mocy użytecznej.

Natomiast moc średnia wydzielona na anodzie lampy PA będzie

$$P_{an} = \frac{P_{a\,max}}{(1+m)^2}$$

przy czym

$P_{a\,max}$ — wartość szczytowa mocy wydzielonej na anodzie.

Średnią moc doprowadzoną do stopnia wzmacniacza od zasilacza określa wzór

$$P_{0n} = \frac{P_{0\,max}}{(1+m)^2}$$

w którym

$P_{0\,max}$ — szczytowa moc doprowadzona do wzmacniacza.

Wreszcie oporność obciążenia modulatora anodowego. Wyniesie ona

$$R_{0\,mod} = \frac{U_{a0n}}{I_{a0n}}$$

Nadajnik telegraficzny wykorzystywany do pracy fonicznej z modulacją anodową należy wstępnie dostroić do maksymalnych warunków optymalnej pracy telegraficznej. Następnie zmniejsza się stałe napięcie anodowe o około 20 ÷ 30%, osiągając w ten sposób wejście w stan przewzbudzony. Jednocześnie należy zwiększyć ujemną polaryzację siatki sterującej do wielkości, przy której moc wyjściowa nadajnika spada do około 70% swej wartości nominalnej przy pracy telegraficznej. Odpowiada temu zmniejszenie się prądu antenowego o około 20%. Po takiej

operacji zapewniona jest przy 100% modulacji maksymalna moc wyjściowa równa mocy osiąganej przy wykorzystaniu nadajnika do pracy telegraficznej.

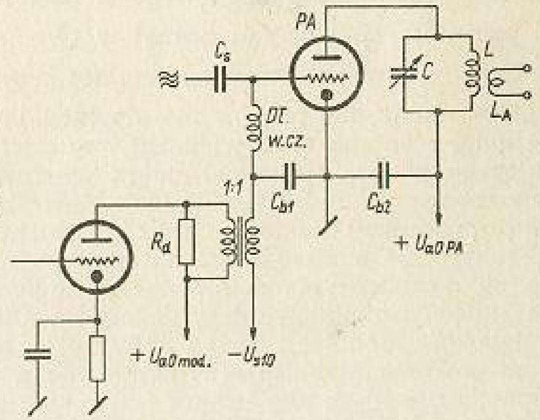
Składowa stała prądu anodowego stopnia wzmacniacza mocy przy modulacji powinna być stała (nie zmieniać się). Gdy prąd ten ulega zmniejszeniu w rytmie modulacji, świadczy to o przeciążeniu lampy końcowej lub o przemodulowaniu stopnia. Powstają wtedy duże zniekształcenia nieliniowe modulacji. Wzrastanie prądu anodowego może być spowodowane złym sprzężeniem z obwodem antenowym.

Jednocześnie w rytmie modulacji powinien wzrastać prąd antenowy do swej granicznej wartości 1,23 razy większej od prądu bez modulacji. Malejący prąd antenowy (tzw. ujemna modulacja, dająca duże zniekształcenia) powodują te same czynniki, które wpływają na wahania składowej stałej prądu anodowego, a także zła neutralizacja lub pasożytnicze drgania stopnia modulowanego.

Na ogół przy nadajnikach uniwersalnych foniczno-telegraficznych lepiej jest ustalić warunki pracy PA właściwe dla pracy fonicznej. Przechodząc następnie na drugi rodzaj pracy wystarczy tylko zmniejszyć ujemne napięcie polaryzacji siatki sterującej do wartości zapewniającej kąt przepływu prądu anodowego równy kątowi przepływu ustalonemu dla pracy telegraficznej nadajnika.

5.3. Modulacja wzmacniaczy mocy w. cz. w obwodzie siatki sterującej

Do obwodu siatki sterującej poza ujemnym napięciem polaryzacji oraz napięciem w. cz. wzbudzenia doprowadzone jest dodatkowo napięcie m. cz. modulujące w układzie z transformatorem (rys. 5-10). Pod

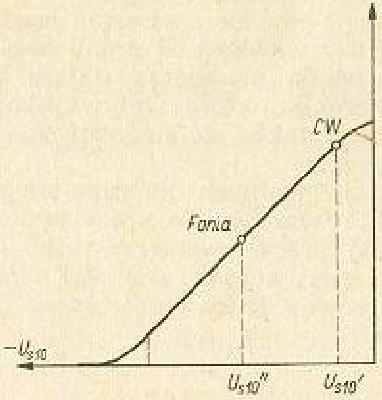


Rys. 5-10. Układ modulacji w obwodzie siatki sterującej

wpływem napięcia siatki sterującej, zmieniającego się zgodnie z przebiegiem napięcia modulującego, zmienia się amplituda impulsów prądu anodowego, a zatem i składowej zmiennej napięcia anodowego. Obwiednia drgań wypadkowych odpowiada kształtowi przebiegu modulującego. Zmiany składowej zmiennej powodują odpowiednie wahania prądu w obwodzie antenowym wzmacniacza mocy.

Modulacja siatkowa wymaga bardzo starannego dobrania zarówno wielkości wzbudzenia wzmacniacza mocy, oraz ujemnej polaryzacji siatki sterującej, jak i właściwego sprzężenia obwodu antenowego. Ten rodzaj modulacji jest krytyczny w doborze warunków pracy, szczególnie przy głębszej modulacji — bliskiej $m = 1$.

Właściwy punkt pracy przy modulacji siatkowej określa się za pomocą statycznej charakterystyki modulacji, czyli funkcji $I_A = f\ (U_{s10})$ według rys. 5-11, przy czym I_A oznacza prąd w obwodzie antenowym.



Rys. 5-11. Charakterystyka statyczna modulacji siatki sterującej

Po ustaleniu na charakterystyce modulującej punktu pracy dla telegraficznego układu stopnia, przyjmuje się punkt pracy dla modulacji siatkowej w połowie części prostoliniowej w kierunku większych napięć ujemnych siatki. W praktyce sprowadza się to do optymalnego dostrojenia PA do pracy telegraficznej, a następnie — po niewielkim zwiększeniu sprzężenia z anteną — do zwiększenia U_{s10} aż do zmniejszenia się składowej stałej prądu anodowego (i prądu antenowego) do $\frac{1}{2}$ wartości początkowej. Moc fali nośnej w tym punkcie pracy zmaleje przy $m = 0$ do $\frac{1}{4}$ swej wartości nominalnej przy pracy telegraficznej.

Gdy zmiany obu prądów nie przebiegają prawidłowo, należy dobrać sprzężenie z anteną oraz wielkość wzbudzenia od strony wzmacniacza sterującego w. cz. Miliamperomierz w obwodzie anodowym wskazuje pewne zmiany prądu przy modulacji (najwyżej do 5%), co w przeciwieństwie do modulacji anodowej jest zjawiskiem normalnym.

Praktycznie biorąc — charakterystyka modulacji jest prostoliniowa tylko na nieznacznym odcinku swej długości. Stąd i łatwo o znaczne zniekształcenia nieliniowe przy głębszej modulacji. Zwykle można osiągnąć głębokość modulacji równą najwyżej $m = 0{,}7 \div 0{,}8$. Napięcie modulacyjne powinno przebiegać symetrycznie w stosunku do punktu pracy ustalonego ujemnym napięciem.

Przy modulacji siatkowej współczynnik wykorzystania napięcia anodowego oraz sprawność anodowa wzmacniacza zmieniają się od 0 do swych wartości maksymalnych. Przyjmując przy szczycie modulacji przeciętnie

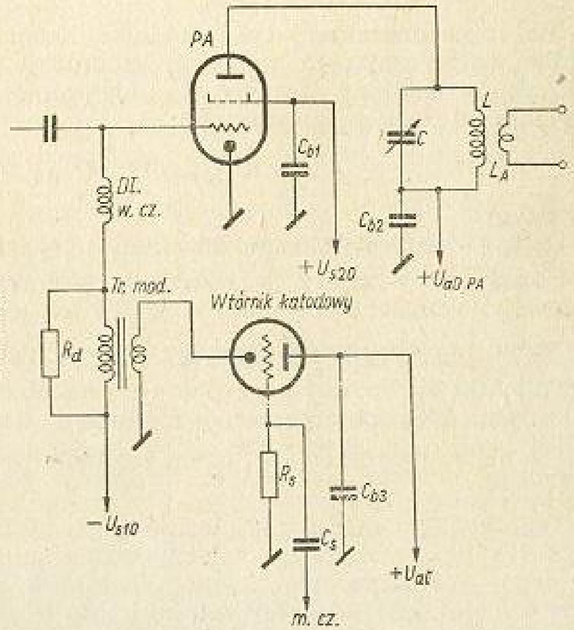
$$\eta \approx 0{,}7$$

sprawność dla niemodulowanej fali nośnej wyniesie zaledwie: $\eta = 0{,}35$. Lampa wzmacniacza mocy modulowanego w siatce jest mało wykorzystana. Wobec tego, że lampa PA dostarcza w szczycie modulacji mocy cztery razy większej od mocy fali nośnej, konieczne jest przyjęcie mocy strat anodowych przy $m = 0$ równej tylko $\frac{1}{4}$ maksymalnej katalogowej mocy strat anodowych stosowanej lampy.

Aby uzyskać możliwie wolną od zniekształceń modulację siatkową, należy utrzymywać stałą wartość napięcia siatkowego. Wyklucza się zatem stosowanie opornika w obwodzie zasilania siatki sterującej dla otrzymania automatycznej polaryzacji. Obwód siatki sterującej należy zasilać ze źródła elektronowo stabilizowanego napięcia i z dzielnika oporowego o dużym prądzie (możliwie o małej oporności wewnętrznej). Napięcie polaryzacji jest wtedy niezależne od zmian prądu siatkowego powstałych w procesie modulacji.

Obwód siatkowy stanowi zmienne obciążenie dla wzmacniacza sterującego w. cz., dostarczającego napięcia wzbudzenia. Stabilizację wzbudzenia osiąga się przez wstępne obciążenie wzmacniacza sterującego dodatkowym opornikiem. Wzmacniacz sterujący musi w tym przypadku dostarczać mocy większej od nominalnej mocy wzbudzenia PA.

Napięcie modulacyjne dostarczane jest do obwodu siatki przez niewielki transformator modulacyjny z małego wzmacniacza-modulatora (praktycznie jest to wzmacniacz napięciowy). Ponieważ w obwodzie siatki sterującej pojawia się okresowo prąd siatki przy większym wysterowaniu spowodowanym szczytem przebiegu modulującego, stanowi to zmienne obciążenie dla lampy wyjściowej modulatora i powoduje spłaszczenie do-



Rys. 5-12. Układ modulacji siatki sterującej z wykorzystaniem wtórnika katodowego w obwodzie modulacyjnym

datnich wierzchołków użytecznego napięcia modulacyjnego. Zapobiega temu w pewnym stopniu wstępne obciążenie obwodu anodowego lampy modulatora opornikiem R_d o wartości $1{,}5\ R_0$ przy obciążalności równej mocy modulatora, przy czym R_0 — jest optymalną opornością dopasowania lampy końcowej modulatora według katalogu. Należy także stosować

wzmacniacze modulacyjne objęte silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, co zapewnia małą oporność wewnętrzną i niewrażliwość na zmiany obciążenia.

Wartość modulacyjnego napięcia zmiennego m. cz. jest nieznaczna; można ją określić z charakterystyki modulacji według rys. 5-11. Praktycznie napięcie to równe jest różnicy między napięciem polaryzacji dla fonii i napięciem polaryzacji dla telegrafii.

Moc modulatora siatkowego nie przekracza $\frac{1}{4}$ mocy wzbudzenia lampy wzmacniacza mocy nadajnika.

Wtórne uzwojenie transformatora modulacyjnego powinno być zablokowane dla w. cz. niewielką, pomijalną praktycznie dla częstotliwości akustycznych, pojemnością.

Stopień wyjściowy wzmacniacza modulacyjnego z powodzeniem można stosować w układzie wtórnika katodowego, zapewnia to bowiem nieznaczną oporność wewnętrzną modulatora, a więc i zmniejszenie zniekształceń wywołanych prądem siatki (rys. 5-12).

Podstawową wadą omawianego rodzaju modulacji są niewielka jej sprawność i duże zniekształcenia. Korzystna jest tu natomiast minimalna w stosunku do modulacji anodowej moc wyjściowa wzmacniacza modulacyjnego.

5.4. Modulacja pentod i tetrod w obwodzie siatki ekranowej

Statyczna charakterystyka modulacji kończy się wyraźnym zakrzywieniem ograniczającym głębokość modulacji poniżej $m = 1$. Właściwy punkt pracy ustalony jest przez zmniejszenie napięcia stałego zasilającego siatki ekranowej do wartości:

$$U_{s20\,mod} = \frac{1}{2} U_{s20n}$$

przy czym

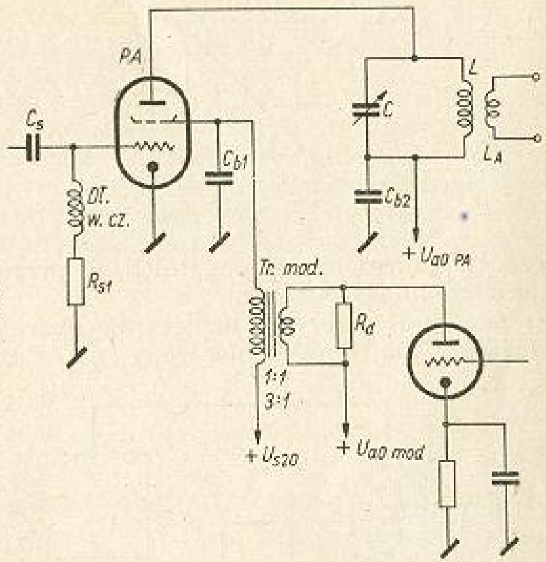
U_{s20n} — napięcie ekranu dla pracy telegraficznej.

Punkt pracy zależy w znacznym stopniu od dostrojenia obwodu anodowego wzmacniacza mocy i wielkości jego obciążenia. Amplituda zmiennego napięcia modulacyjnego wynosi nieco mniej niż $\frac{1}{2}$ napięcia stałego siatki ekranowej przy pracy wzmacniacza mocy w układzie telegraficznym. Moc potrzebna do modulacji jest stosunkowo niewielka; zawiera się w granicach $\frac{1}{2}$ mocy zasilania prądem stałym siatki ekranowej.

Tego rodzaju modulację stosuje się w układzie transformatorowym (rys. 5-13) lub dławikowym, zależnie od parametrów wzmacniacza modulacyjnego. We wzmacniaczu modulacyjnym stosowane są najczęściej triody o małej oporności wewnętrznej, a to ze względu na zmienne obciążenie modulatora. Od strony obwodu anodowego lampy modulatora — podobnie jak przy modulacji siatki sterującej — włącza się także dodatkowy opornik obciążający R_d o oporności większej niż optymalna oporność pracy lampy. Zmniejsza to w pewnym stopniu zniekształcenia wprowadzane przez zmienne obciążenie. Można też z powodzeniem stosować jako wzmacniacze modulujące inne układy objęte silnym ujemnym

sprzężeniem zwrotnym, jak np. wtórnik katodowy. Modulatory takie, dzięki niewielkiej oporności wewnętrznej, dostarczają napięcia w małym tylko stopniu zależnego od obciążenia.

Ten rodzaj modulacji — w porównaniu z modulacją siatki sterującej — jest mniej krytyczny w doborze punktu pracy. Mimo, że dobra-



Rys. 5-13. Układ modulacji siatki ekranowej za pomocą transformatora

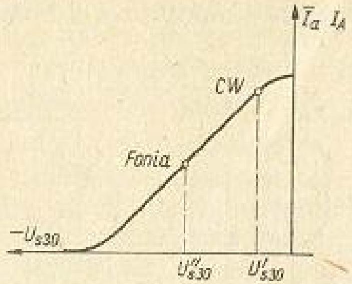
nie ujemnego napięcia siatki sterującej (można stosować opornik siatkowy) i wielkości wzbudzenia jest tu prostsze, to jednak dość trudno uzyskać 100-procentową głębokość modulacji bez większych zniekształceń nieliniowych. Dotyczy to szczególnie pentod; tetrody strumieniowe modulują się nieco łatwiej.

Zaletą systemu jest niewielka moc potrzebna do modulacji. Jest on dość często stosowany w nadajnikach telegraficznych przełączanych na układ foniczny tylko do łączności bliskich o zasięgu krajowym.

5.5. Modulacja pentod w obwodzie siatki trzeciej

Ten rodzaj modulacji, chętnie stosowanej przez amatorów, jest najbardziej podobny do modulacji w obwodzie siatki sterującej. Główną jego zaletą jest oczywiście bardzo mała moc potrzebna do osiągnięcia dość głębokiej (maksimum do 80%) modulacji. Modulatorem jest praktycznie wzmacniacz napięciowy o znacznej amplitudzie napięcia, a to ze względu na pracę bez prądu siatki. Przy tego rodzaju modulacji siatka zerowa spolaryzowana jest napięciem ujemnym do wartości $-U_{s30}$ zapewniającej spadek amplitudy prądu fali nośnej do $\frac{1}{2}$ swej wartości przy pracy telegraficznej, a więc w środku statycznej charakterystyki modulacji (rys. 5-14). Ujemne napięcie jest znacznie większe od analogicznego napięcia przy modulacji siatki sterującej. Siatka zerowa o konstrukcji małozwojowej położona jest bliżej anody niż inne siatki, i stąd też wynika tak znaczne napięcie polaryzacji.

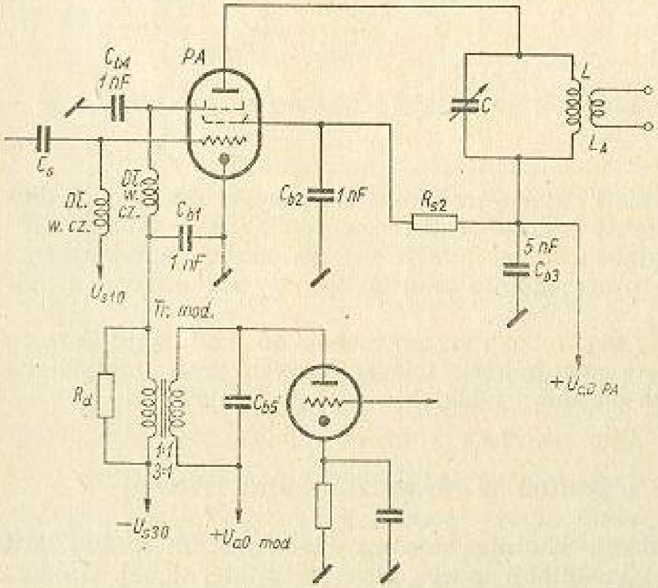
Układ stosowany przy omawianej modulacji przedstawiony jest na rys. 5-15. Zwykle stosuje się transformator modulacyjny o przekładni 1 : 1 ÷ 1 : 3. Przy dodatnich szczytach modulacji napięcie siatki nie może



Rys. 5-14. Charakterystyka statyczna modulacji trzeciej siatki

wkraczać w zakres napięć dodatnich, w przeciwnym bowiem razie występują silne zniekształcenia.

Ze względu na czysto napięciowy charakter sterowania napięciem modulującym na obwód elektrody nie zasilanej żadnym napięciem



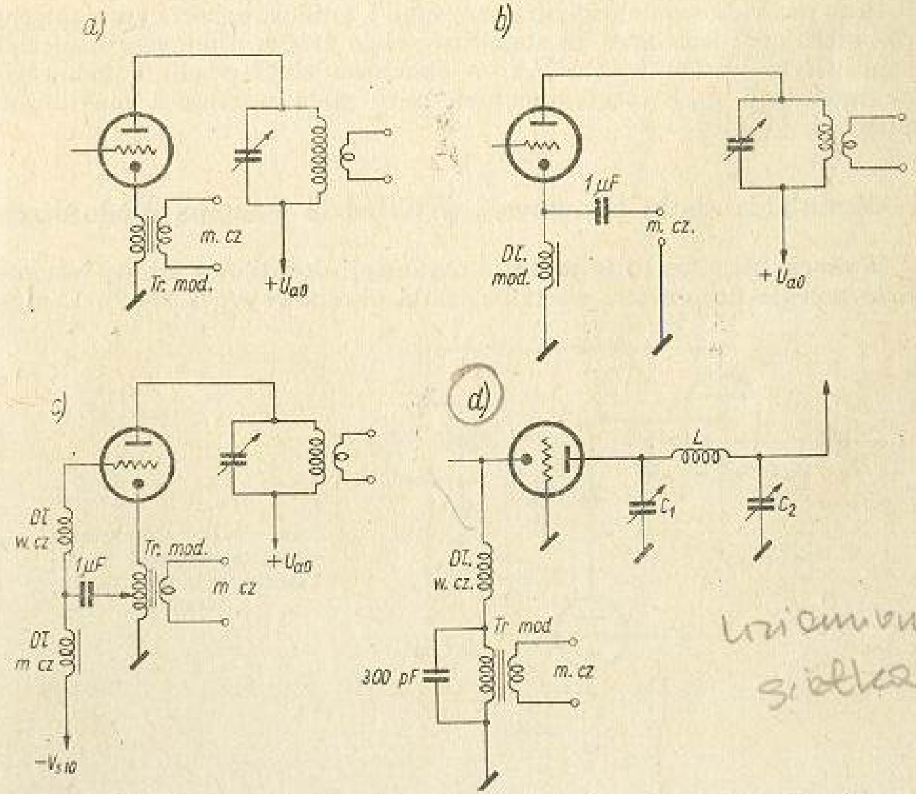
Rys. 5-15. Układ modulacji trzeciej siatki

w. cz. (w przeciwieństwie do siatki sterującej), dobór warunków modulacji jest dość prosty. Przy modulacji nie powinna zmieniać się składowa stała prądu anodowego, natomiast prąd antenowy wzrasta przy pełnej głębokości modulacji o 15 ÷ 20%.

Przy modulacji w siatce zerowej siatka ekranowa powinna być zasilana przez opornik redukcyjny; zapobiega to przeciążeniu przy ujemnych szczytach modulacji. Modulacja ta stosowana tylko w przypadku pentod z wyprowadzoną na cokole siatką zerową odznacza się małymi zniekształceniami. Inne parametry, np. sprawność, zgodne są z parametrami omówionymi poprzednio przy opisie modulacji w obwodzie siatki sterującej.

5.6. Modulacja w obwodzie katody

Modulacja w obwodzie katody zaczyna się dopiero rozpowszechniać. Łącząc w sobie zalety modulacji siatkowej i anodowej, odznacza się prostym układem i w stosunku do modulacji siatkowej mniej krytycznym doborem punktu pracy. Doprowadzając napięcie modulacyjne do obwodu katody, oddziałuje się tak na obwód siatkowy jak i na anodowy lampy wzmacniacza mocy. Dodatnie połówki napięcia modulacyjnego zwiększają ujemne napięcie siatki sterującej, wobec czego prąd anodowy zmniejsza się. Jednocześnie zmniejsza się różnica potencjałów między katodą i anodą lampy, a to powoduje dodatkowe zmniejszenie się prądu anodowego. Tak więc występuje tu w zgodnym kierunku jednoczesna modulacja siatki sterującej i anody. Stosując odczep na transformatorze, do którego dołącza się obwód siatki sterującej, można w dowolnych granicach regulować stosunek zależności zawartości modulacji siatkowej do anodowej.



Rys. 5-16. Układ modulacji katodowej: a) z transformatorem; b) z dławikiem; c) z regulowaną modulacją siatki sterującej; d) w układzie wzmacniacza z uziemioną siatką

Moc doprowadzona od modulatora jest większa niż przy modulacji siatkowej, ale znacznie mniejsza od mocy wymaganej dla 100-procentowej modulacji anodowej.

Oporność obciążenia modulatora, jaką stanowi obwód katodowy, określa się ze wzoru

$$R_{0\,mod} = m_s \frac{U_{a0n}}{I_{a0n}}$$

w którym

m_s — współczynnik procentowej zawartości modulacji dobrany odczepem na transformatorze.

Oporność dla prądu stałego uzwojenia katodowego transformatora modulacyjnego powinna być jak najmniejsza.

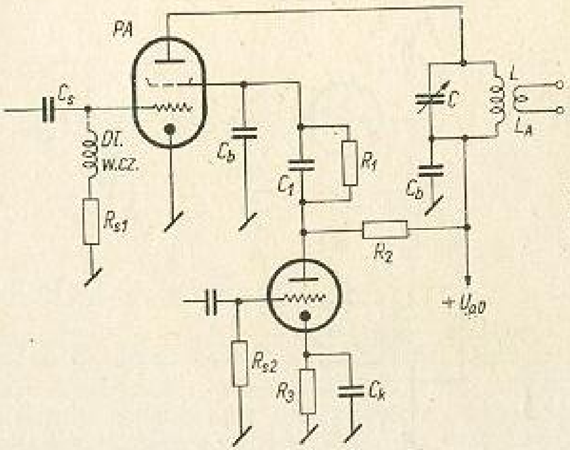
Sprawność anodowa stopnia modulowanego w obwodzie katody dochodzi do 60%, podczas gdy sprawność modulacji siatkowej wynosi 40%, a modulacji anodowej 75%.

Spotykane układy modulacji katodowej z wykorzystaniem transformatorów i dławików uwidocznione są na rys. 5-16. Rys. 5-16c przedstawia układ z dodatkową regulowaną modulacją siatki sterującej, a rys. 5-16d — modulację katodową pentody w układzie wzmacniacza z uziemioną siatką wg DJ1HC.

Przy prawidłowo dobranym sprzężeniu z anteną, właściwym napięciu siatki sterującej (zasilanej ze stabilizowanego źródła ujemnego napięcia) i poprawnym wysterowaniu PA — składowa stała prądu katodowego przy modulacji praktycznie powinna mieć stałą wartość i nie ulegać wahaniom.

5.7. Modulacja siatki ekranowej w układzie z lampą modulującą

Wykorzystuje się tu w procesie modulacji dodatkową lampę włączoną równolegle do obwodu zasilania siatki ekranowej (rys. 5-17). Lampa



Rys. 5-17. Modulacja siatki ekranowej w układzie z lampą modulacyjną

pracuje w układzie triody w klasie A. Oporniki R_1, R_2 i R_3 w obwodzie zasilania są odpowiednio dobrane, przy czym układ jest bardzo podobny do układu modulacji anodowej z wykorzystaniem dławika. W tym przypadku opornik R_2 odpowiada dławikowi i wraz z opornikiem R_1 służy do ustalenia napięcia na ekranie, równego połowie napięcia ekranu dla pracy telegraficznej lampy PA. Jednocześnie wartość opornika R_2 po-

winna być dwa do trzech razy większa od optymalnej oporności dopasowania dla lampy modulacyjnej. Z kolei napięcie na anodzie tej lampy powinno być wystarczająco duże, aby móc uzyskać konieczną do modulacji moc użyteczną.

Dwójnik R_1 C_1 — to układ analogiczny do podobnego układu stosowanego przy modulacji anodowej. Obniża on napięcie ekranu do wartości warunkującej odpowiednio głęboką modulację.

Omawiany układ modulacyjny jest wygodniejszy od normalnie stosowanego układu klasycznego z transformatorem modulacyjnym w obwodzie ekranu. Punkt pracy ustala się po uprzednim wyregulowaniu PA zgodnie z warunkami pracy telegraficznej, przy wyjętej z cokołu lampie modulacyjnej. Następnie po włączeniu tej lampy, zmieniając oporność R_3, zmniejsza się składową stałą prądu anodowego *PA* do połowy wartości ustalonej poprzednio dla pracy w układzie telegraficznym.

6. MODULACYJNE WZMACNIACZE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

6.1. Uwagi ogólne

Jakość modulacji w dużym stopniu uzależniona jest od prawidłowości funkcjonowania wzmacniacza modulatora. Modulator, w skład którego wchodzą wstępne stopnie wzmacniające i końcowy wzmacniacz mocy, jest pod względem swego układu bardzo podobny do przeciętnego wzmacniacza mocy małej częstotliwości, stosowanego powszechnie w odbiornikach radiowych oraz urządzeniach radiofonii przewodowej.

Zależnie od systemu modulacji amplitudy, moc użyteczna wzmacniacza modulacyjnego jest różna. W związku z tym spotykane są układy stopni końcowych wzmacniaczy modulacyjnych pracujące we wszystkich trzech klasach: A, AB i B.

Dla systemu modulacji siatkowych w zupełności wystarcza zastosowanie wzmacniacza z pojedynczą lampą mocy pracującą w klasie A niesymetrycznej. Przy systemie modulacji anodowej wykorzystuje się w przypadku małych nadajników przeciwsobne wzmacniacze klasy AB, natomiast w przypadku nadajników o większej mocy ($>$ 100 W) wzmacniacz mocy pracujący w ekonomicznej (ze względu na zasilanie i wykorzystanie lamp) klasie B.

Wzmacniacz modulacyjny powinien dostarczać mocy wyjściowej wystarczającej z zapasem do maksymalnego wymodulowania, przy czym otrzymane na wyjściu napięcie m.cz. powinno być ściśle określone i odpowiadać warunkom przyjętego systemu modulacji. Nominalna oporność obciążenia wzmacniacza modulacyjnego zostaje określona także z parametrów modulowanego wzmacniacza mocy w.cz. Z drugiej strony modulator musi być obciążony tą opornością optymalną, przy której zdolny jest oddać swą maksymalną nie zniekształconą moc użyteczną m.cz. Dla dopasowania tych dwóch oporności niezbędne jest odpowiednie zaprojektowanie przekładni transformatora modulacyjnego, który odgrywa najbardziej istotną rolę w procesie modulacji, szczególnie anodowej.

Sprawę dopasowania znacznie upraszcza stosowanie wzmacniaczy objętych silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Wzmacniacze tego typu są powszechnie zresztą stosowane, odznaczają się niewielką opornością wewnętrzną, stałością napięcia wyjściowego i nieznaczną zawartością zniekształceń nieliniowych; dzięki tym zaletom idealnie nadają się do wysokojakościowego modulowania amplitudy.

Odpowiednie wzmocnienie napięciowe zapewniają wstępne stopnie modulatora sterowanego przeważnie napięciem z mikrofonu. Z tej też przyczyny wzmacniacze modulacyjne wyposażone są często w dodatkowe, wysokoczułe układy wejściowych wzmacniaczy mikrofonowych,

które zapewniają dobre wysterowanie stopnia końcowego napięciem wejściowym m.cz., rzędu 1 mV.

Prawidłowa konstrukcja, ekranowanie, stosowanie odpowiednich lamp i bezbłędnie wykonany montaż decydują o należytym odstępie sygnału użytecznego od szumów i przydźwięków.

Osobnym tu zagadnieniem jest zabezpieczenie przed przenikaniem do obwodów (szczególnie wejściowych) wzmacniacza modulacyjnego — napięcia wielkiej częstotliwości, pochodzącego z czynnego w pobliżu nadajnika (PA).

Prócz nominalnej mocy wyjściowej i nominalnego napięcia, wzmacniacz modulacyjny cechuje jeszcze bardzo istotny warunek przeniesienia odpowiedniego pasma częstotliwości akustycznych. Ten właśnie warunek w sposób zasadniczy odbiega od wymagań technicznych stawianych normalnym wzmacniaczom m.cz. O ile w przypadku tych ostatnich dąży się do uzyskania możliwie szerokiego pasma przekazywanych bez zniekształceń częstotliwości akustycznych (w czym wydatnie pomaga stosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego), o tyle w przypadku modulatorów stosowanych w amatorskiej praktyce krótkofalarskiej sprawa ta wygląda nieco inaczej.

Istotą amatorskiej łączności krótkofalowej fonicznej jest przekazanie w sposób całkowicie czytelny całej treści informacji składających się na normalne QSO. Od modulacji nie jest tu wymagana w żadnym razie radiofoniczna jakość przenoszenia, która zazwyczaj i tak byłaby zatracona w wąskopasmowym kanale odbiorczym współczesnego odbiornika komunikacyjnego. Poza tym, jak już wiadomo, moc wstęg bocznych istotna jest w przekazaniu informacji. Moc ta jest lepiej wykorzystana, gdy przypada na węższe pasmo częstotliwości akustycznych. Ponieważ w fonicznej łączności krótkofalowej przekazywane zostaje wyłącznie pasmo częstotliwości akustycznych zawartych w mowie ludzkiej, łatwo można ustalić po przeanalizowaniu optymalny zakres częstotliwości modulacyjnych.

W wyniku wielostronnych badań akustycznych charakterystyki głosu ludzkiego ustalono pewien przedział częstotliwości, w których zawarta jest zasadnicza część energii głosowej. Maksimum tej energii występuje w pobliżu 500 Hz. Najbardziej korzystne częstotliwości z punktu widzenia zrozumiałości informacji znajdują się powyżej częstotliwości 500 Hz, przy czym w miarę wzrostu częstotliwości energia głosowa ulega stopniowemu zmniejszeniu. Zmniejszenie to wyrażone w jednostkach napięcia wynosi około 6 dB na oktawę. Natomiast częstotliwości poniżej 500 Hz, zawierające w sumie znaczną jeszcze część energii głosowej, nie wpływają na zwiększenie zrozumiałości przekazywanej informacji. Z zasad akustyki wiadomo poza tym, że ucho ludzkie przy odbiorze częstotliwości akustycznych odczuwa dźwięk w sposób naturalny wówczas, gdy przekazywane pasmo częstotliwości jest ograniczone jednakową ilością oktaw po obu stronach średniej częstotliwości przypadającej w pobliżu 1000 Hz. Przy tej właśnie średniej częstotliwości ucho ludzkie przejawia największą czułość. Jeśli więc po obu stronach $f_{śr}$ wystąpi częstotliwość graniczna dolna f_d i częstotliwość graniczna górna f_g w odstępie jednej oktawy, to otrzyma się pasmo częstotliwości

$$\underbrace{f_d = 500\ \text{Hz} \qquad f_{śr} = 1000\ \text{Hz}}_{\text{oktawa}}\underbrace{\qquad f_g = 2000\ \text{Hz}}_{\text{oktawa}}$$

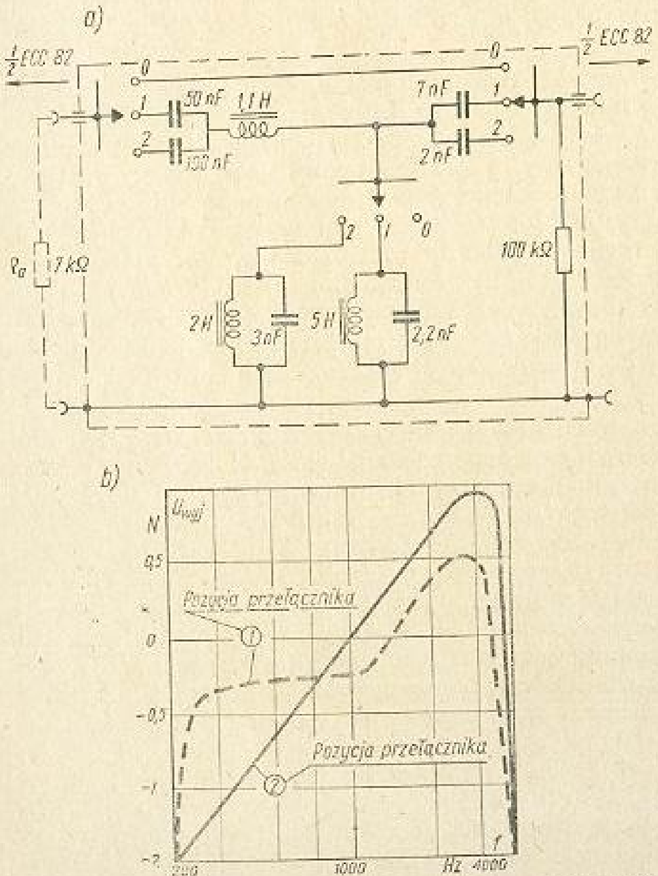
Taki rozkład częstotliwości zapewnia przy odbiorze równowagę akustyczną przekazywanego pasma. Wobec nierównomiernego rozkładu mocy energii głosowej w wymienionym pasmie (spadek 6 dB na oktawę) i to na tak korzystnych dla samej zrozumiałości częstotliwościach, należy przy przekazywaniu pasma akustycznego spadek ten odpowiednio skompensować.

Przyjęto następujące warunki dla pasma częstotliwości przekazywanych w modulacji fonicznej:

— pasmo $f_d = 500$ Hz $\div$ $f_g = 2500$ Hz powinno być ograniczone z obu stron ostro opadającą charakterystyką przenoszenia,

— w granicach pasma częstotliwości poziom napięcia użytecznego powinien się zwiększać o 6 dB na oktawę w kierunku większych częstotliwości.

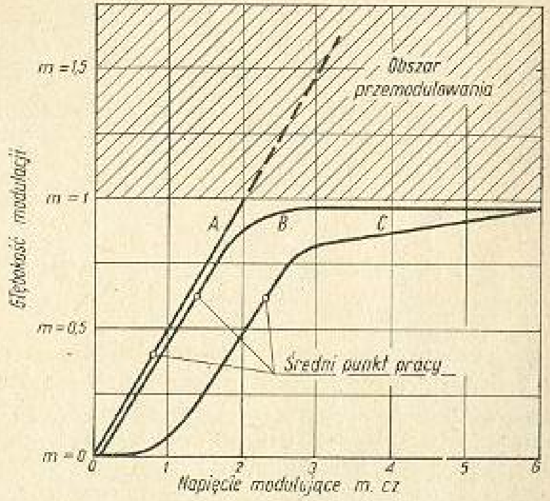
Tym też warunkom powinien odpowiadać wzmacniacz modulacyjny. Tak ograniczone pasmo przenoszenia modulatora zapewnia dobre wykorzystanie mocy modulowanego nadajnika przy równie dobrym wykorzystaniu energetycznym wzmacniacza mocy modulatora. Zajmując przy tym nieznaczny zakres częstotliwości w pasmie amatorskim nie przysparza się zakłóceń stacjom sąsiednim.



Rys. 6-1. Filtr ograniczający pasmo częstotliwości akustycznych (opracowany przez SP5WX): a) schemat filtru; b) charakterystyka częstotliwości

Rysunek 6-1 przedstawia układ prostego filtru ograniczającego charakterystykę praktycznie w nieco szerszym zakresie (200 $\div$ 4500 Hz). Filtr ten, opracowany przez SP5WX, wykorzystywany był w pracy fonicznej DX z dużym powodzeniem. Przy ustawieniu przełącznika filtru w pozycji „O" zapewnione jest przenoszenie liniowe całej wstęgi częstotliwości modulatora.

Drugim z kolei (poza pasmem częstotliwości) zagadnieniem wyłaniającym się przy konstrukcji wzmacniacza modulacyjnego jest charakterystyka amplitudy, a więc zależność między napięciem wejściowym m.cz. a modulacyjnym napięciem wyjściowym proporcjonalnym do głębokości modulacji (rys. 6-2).



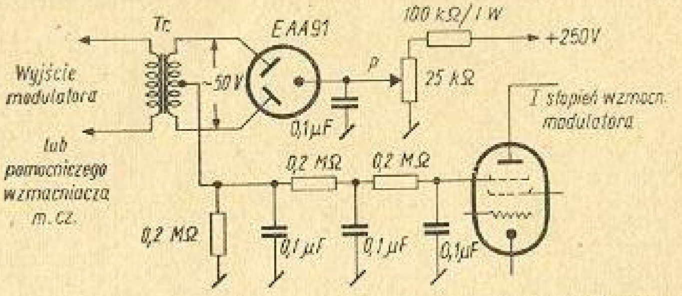
Rys. 6-2. Charakterystyki amplitudy wzmacniaczy modulacyjnych: *A* — wzmacniacza normalnego; *B* — wzmacniacza mocy ograniczonej; *C* — wzmacniacza idealnego

Ze względu na to, że moc użyteczna przebiegu modulującego zawarta jest we wstęgach bocznych, należy dążyć do uzyskania maksymalnej głębokości modulacji możliwie przy wszystkich sygnałach przenoszących informacje. Ponieważ przebieg elektryczny odpowiadający mowie ludzkiej zawiera niejednokrotnie bardzo duże amplitudy chwilowe, to obawa przed przemodulowaniem nadajnika skłania zwykle nadawcę do przyjęcia średniego punktu pracy w dolnej części charakterystyki (*A* na rys. 6-2). Jest to punkt pracy bardzo niekorzystny z punktu widzenia maksymalnej głębokości modulacji. Szczególnie niekorzystne dla procesu modulacji są ujemne szczyty przebiegu modulującego o amplitudach większych od wartości odpowiadającej $m = 1$. Szczyty górne mogą być odcięte np. ograniczoną mocą stopnia wzmacniacza wyjściowego w.cz. nadajnika. Szczyty ujemne wywołują znaczne, szerokopasmowe zakłócenia. Wynikają one z zaniku fali nośnej w tych chwilach, gdy się pojawiają szczyty. Z tej przyczyny rola układów ograniczających amplitudę sprowadza się zwykle tylko do obcięcia ujemnych szczytów napięcia modulacyjnego.

Prostym sposobem ograniczania chwilowych amplitud szczytów jest odpowiedni dobór punktu pracy modulatora (*B* na rys. 6-2). W tym celu stosuje się wzmacniacz modulacyjny o mocy nominalnej mniejszej od mocy potrzebnej do maksymalnego wymodulowania nadajnika. Ograniczenie następuje wskutek energetycznej niewydolności wzmacniacza mocy m.cz. Nie jest to rozwiązanie technicznie poprawne, dlatego też podobną charakterystykę modulatora uzyskuje się często przez zastoso-

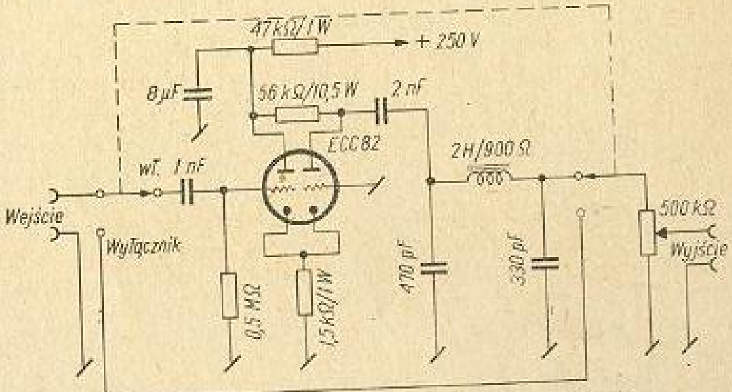
wanie urządzeń dodatkowych, a mianowicie kompresorów dynamiki oraz ograniczników amplitudy. Oba te urządzenia przesuwają średni punkt pracy na charakterystyce modulacji w kierunku $m = 1$, bez obawy przemodulowania szczytami.

Przy stosowaniu kompresorów dynamiki wykorzystuje się układy z diodami podobne w działaniu do systemów automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiornikach radiowych (rys. 6-3). Wyprostowane napię-



Rys. 6-3. Schemat kompresora dynamiki z wykorzystaniem diody

cie wyjściowe wzmacniacza modulacyjnego doprowadzone zostaje przez układ opóźniający *RC* do odpowiedniej siatki sterującej lampy pierwszego stopnia wzmocnienia modulatora. Prawidłowe dobranie stałych czasowych układu *RC*, mimo że kłopotliwe, daje w wyniku stałą amplitudę napięcia wyjściowego przy różnych poziomach napięcia pochodzącego z mikrofonu. Punkt zadziałania kompresora dobiera się za pomocą potencjometru *P*. Przekładnia transformatora *Tr* dopasowuje całość układu tego prostego kompresora do nominalnego napięcia wyjściowego modulatora, równego $m = 1$. Przed transformatorem można zastosować jednolampowy wzmacniacz m.cz. i wówczas napięcie kontrolowane po-



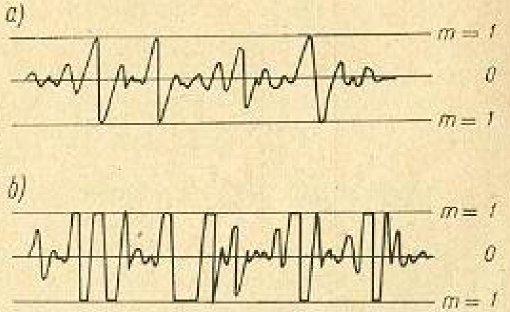
Rys. 6-4. Schemat prostego ogranicznika amplitudy

biera się z obwodu siatki sterującej lampy końcowej wzmacniacza modulacyjnego, a napięcie reguluje się odpowiednim potencjometrem.

Ograniczniki amplitudy, stosowane w układach nowoczesnych wzmacniaczy modulacyjnych (speech — clipping amplifier), spełniają

swe zadanie w granicach $6 \div 12$ dB. Powstające przy tym ze zrozumiałych powodów zniekształcenia nieliniowe nie są jeszcze w tych granicach ograniczenia zbyt silne. Dzięki użyciu odpowiednich filtrów dolnoprzepustowych (co jest regułą w tych układach) powstające wskutek ograniczenia wyższe harmoniczne nie przenikają do końcowego stopnia modulatora.

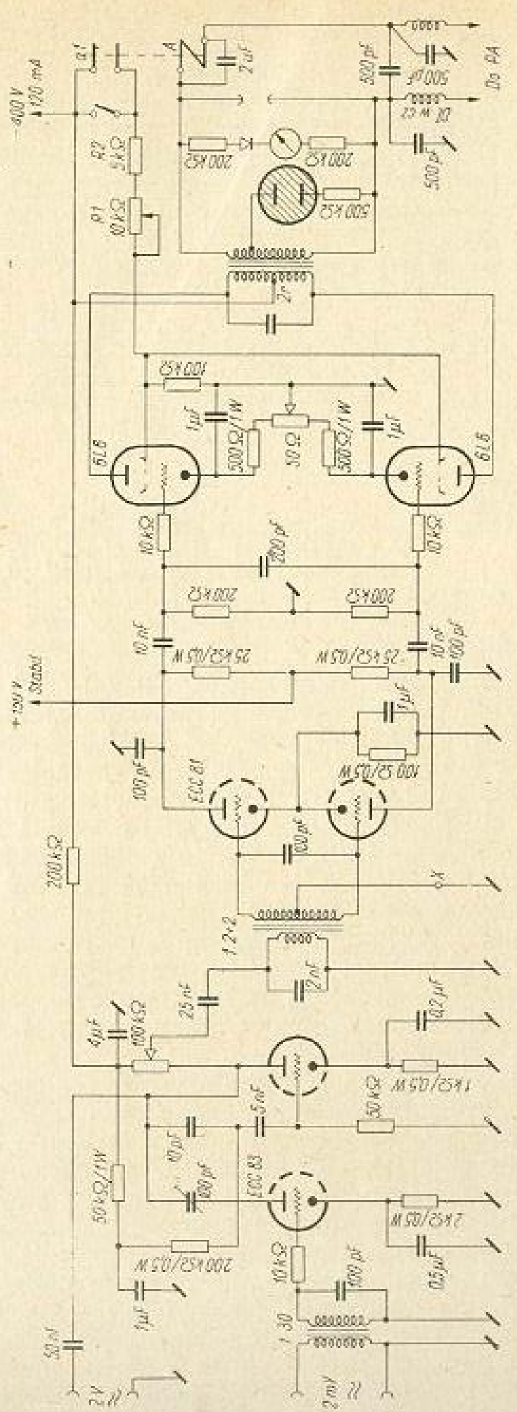
W ogranicznikach stosuje się układy lampowe; jeden z nich przedstawiony jest na rys. 6-4. Przykładowe urządzenie włączane jest pomiędzy stopniami wstępnego wzmacniacza modulatora w miejscu, w którym napięcie m.cz. osiąga wartość kilku woltów. Na wyjściu układu otrzymuje się stały poziom napięcia, przy dobrym ograniczeniu szczytów (rys. 6-5) i dobrej filtracji harmonicznych (filtr *LC* dolnoprzepustowy).



Rys. 6-5. Przebieg modulujący m.cz.: a) normalny; b) z ograniczeniem symetrycznym szczytów

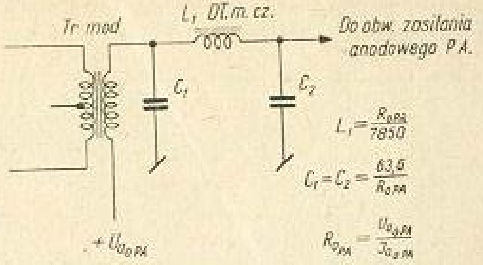
Proste ograniczenie amplitudy można osiągnąć także w układzie wzmacniacza z pracującymi przeciwsobnie stopniami wzmocnienia napięciowego, przez dobranie punktów pracy w pobliżu powstawania prądu siatek (opracowanie DJ2KY) — (rys. 6-6). Przy małych amplitudach napięcia sterującego prądy siatek przedwzmacniacza nie występują. Pojawiają się natomiast przy większym wysterowaniu, powodując ograniczenie wzmocnienia. Jednocześnie następuje obcinanie szczytów przebiegu modulującego. Ogranicznik ten odcina szczyty napięcia znacznie łagodniej niż układy diodowe, wskutek czego zmniejsza się zawartość wyższych harmonicznych. Poza tym układ symetryczny wzmacniacza eliminuje parzyste harmoniczne; trzecia harmoniczna znajduje się już poza zakresem przenoszonego pasma częstotliwości. Do dodatkowego tłumienia tych częstotliwości służą kondensatory o niewielkiej pojemności, blokujące w różnych punktach układu.

Nieprzyjemnym zjawiskiem występującym przy stosowaniu układów kompresorowych i ograniczających jest pojawianie się silnych szumów, ściślej szelestów, pogłosu pomieszczenia, przydźwięku prądu zmiennego itp. Zjawisko to nie wystąpi, jeśli charakterystyka wzmacniacza modulacyjnego będzie przebiegała zgodnie z wykresem na rys. 6-2c. W systemie tym wzmocnienie dla średniej wartości napięć mikrofonowych jest największe. Sygnały pochodzące z szumów otoczenia, zarówno słabe jak i bardzo silne, ulegają ograniczeniu wskutek zmniejszającego się wzmocnienia układu w obu granicznych częściach charakterystyki. W praktyce uzyskanie takiego przebiegu charakterystyki jest dość trudne. Znacznie prostszym sposobem jest stosowanie odpowiednich mikrofonów zapewniających kompensację szumów otoczenia. Niezłe wyniki daje zbliżenie mikrofonu do ust operatora, gdyż wówczas przy zmniejszonym wzmocnieniu maleje zawartość szumów otoczenia w sygnale użytecznym.



Rys. 6-6. Schemat wzmacniacza-ogranicznika (wg DJ2KY)

Przy stosowaniu do ograniczenia szczytów amplitud odpowiednio dobranego przeciwsobnego wzmacniacza mocy modulatora, koniecznym staje się użycie w obwodzie wyjściowym dodatkowego filtru dolnoprze-

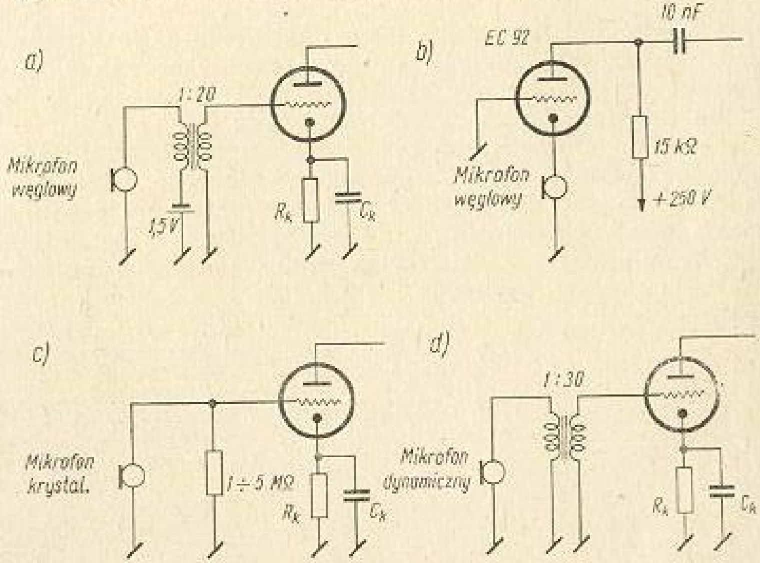


Rys. 6-7. Schemat filtru dolno-przepustowego włączanego na wyjście modulatora pracującego z ograniczeniem mocy w stopniu końcowym

pustowego o charakterystyce przepustowej do 2,5 kHz. Układ takiego filtru, wraz z empirycznymi uproszczonymi wzorami do obliczeń wartości elementów składowych, uwidoczniony jest na rys. 6-7.

6.2. Wstępne wzmacniacze przymikrofonowe

Urządzenia te umieszczone w pobliżu mikrofonu (rys. 6-8), np. w jego podstawie, wzmacniają wstępnie niewielkie napięcie użyteczne otrzymane z przetwornika elektroakustycznego. Napięcie wyjściowe wzmac-

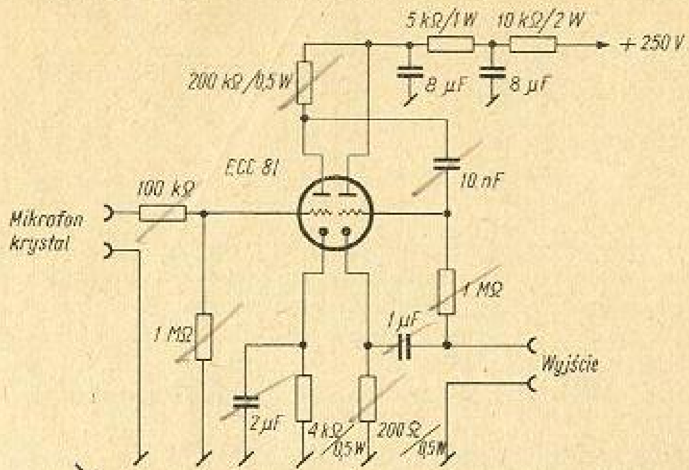


Rys. 6-8. Sposób dołączania mikrofonów różnego typu do wzmacniaczy wstępnych

niacza już rzędu dziesiątych części wolta, przy na ogół niewielkiej oporności wyjściowej układu, ułatwia przesłanie sygnału do wejścia wzmacniacza modulacyjnego w sposób wolny od zakłóceń. Wzmacniacz modulacyjny jest zwykle umieszczony we wspólnej obudowie, lub na wspólnym stojaku z całym urządzeniem nadawczym. Przez stosowanie wzmacniacza przymikrofonowego unika się długich doprowadzeń o ma-

łym poziomie napięciowym, które przy większych zakłóceniach wytwarzanych w otoczeniu przez czynny nadajnik (pole elektromagnetyczne w.cz.) są źródłem często trudnych do usunięcia sprzężeń.

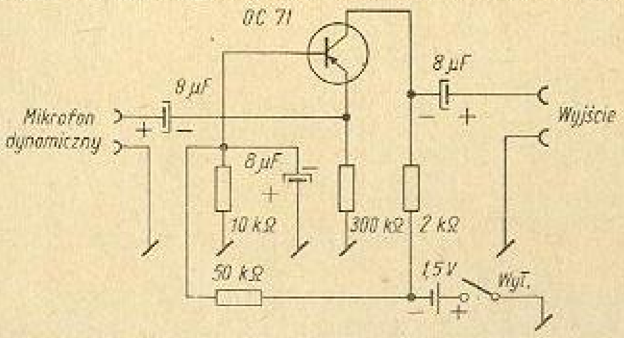
W zasadzie są to proste układy wzmacniaczy napięciowych z lampami elektronowymi, a ostatnio częściej z tranzystorami. Układ z rys. 6-9



Rys. 6-9. Schemat wzmacniacza przymikrofonowego do mikrofonu krystalicznego

z podwójną triodą zapewnia 30-krotne wzmocnienie. Dzięki zastosowaniu na wyjściu układu wtórnika katodowego oporność wyjściowa nie przekracza paruset omów. Napięcie zasilające doprowadza się z głównego zasilacza, lub z małego zasilacza mikrofonowego.

W przypadku tranzystorowego wzmacniacza przymikrofonowego sterowanego bezpośrednio z mikrofonu dynamicznego, odpada konieczność stosowania transformatora mikrofonowego, elementu bardzo czułego na zakłócenia ze strony zmiennych pól magnetycznych. Do zasilania służy pojedyncze ogniwo 1,4 V. Minimalne pobieranie energii przez wzmac-

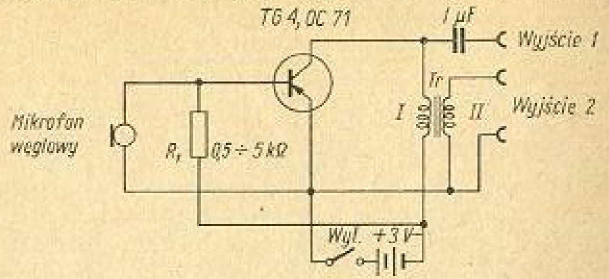


Rys. 6-10. Schemat tranzystorowego wzmacniacza do mikrofonu dynamicznego

niacz tranzystorowy zapewnia długotrwałą jego pracę. Dzięki nieznacznym wymiarom elementów składowych można cały wzmacniacz wmontować w podstawę mikrofonu (rys. 6-10).

Rysunek 6-11 przedstawia schemat wzmacniacza tranzystorowego do mikrofonu węglowego z wkładką telefoniczną CB. Pracuje on w układzie transformatorowym i posiada obwody wyjściowe o dużej i małej oporności. Opornik R_1 dobiera się do minimum zniekształceń stopnia wzmac-

niającego. Transformator o przekładni 5 : 1 zawiera w uzwojeniu pierwotnym 5000 zwojów ⌀ 0,1 mm i we wtórnym 1000 zwojów ⌀ 0,1 mm na rdzeniu o powierzchni przekroju 1 cm². Do zasilania służy bateria 3 V.

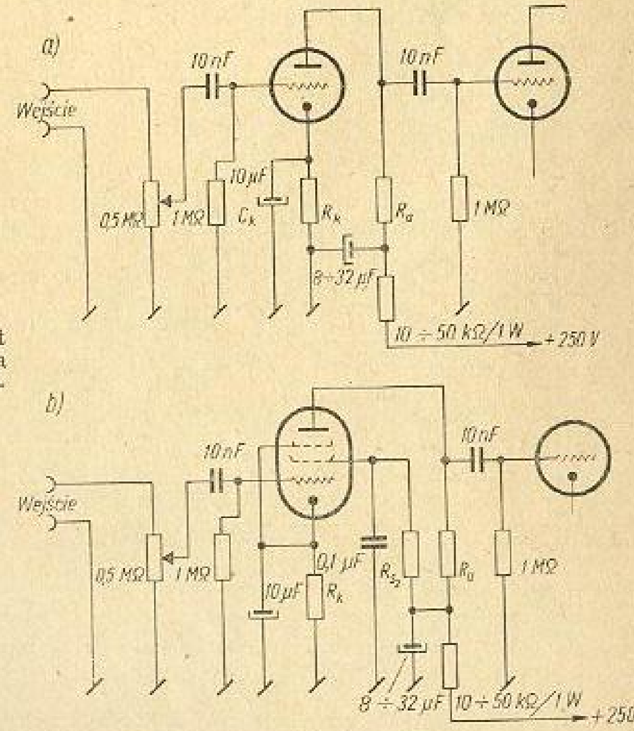


Rys. 6-11. Schemat tranzystorowego wzmacniacza do mikrofonu węglowego

Prostota zasilania i małe wymiary wzmacniaczy tranzystorowych są cenną ich zaletą, zwłaszcza w przenośnych, bateryjnych urządzeniach nadawczych.

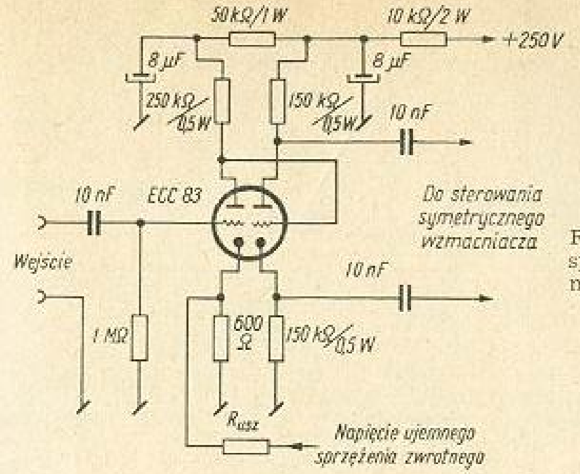
6.3. Przedwzmacniacze napięciowe niesymetryczne i symetryczne

Stopnie wzmocnienia napięciowego zwiększają napięcie pochodzące z mikrofonu lub wzmacniacza przymikrofonowego do wartości wystar-

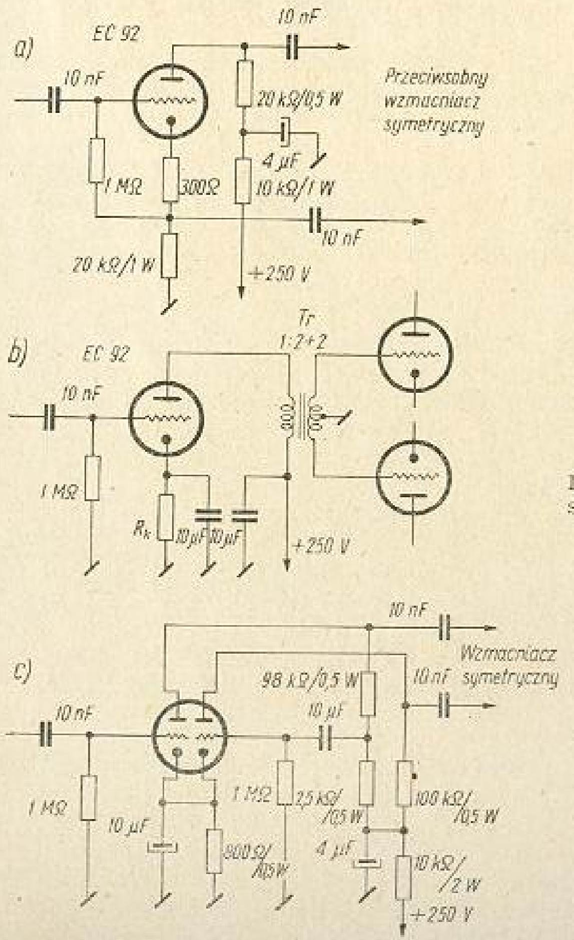


Rys. 6-12. Schemat wstępnego wzmacniacza napięciowego: a) z triodą; b) z pentodą

czającej dla pełnego wysterowania stopni końcowych wzmacniacza modulatora. W obwodzie wejściowym tych stopni umieszczone są zwykle regulatory wzmocności — potencjometry.



Rys. 6-13. Galwaniczne sprzężenie między wstępnymi stopniami wzmocnienia napięciowego

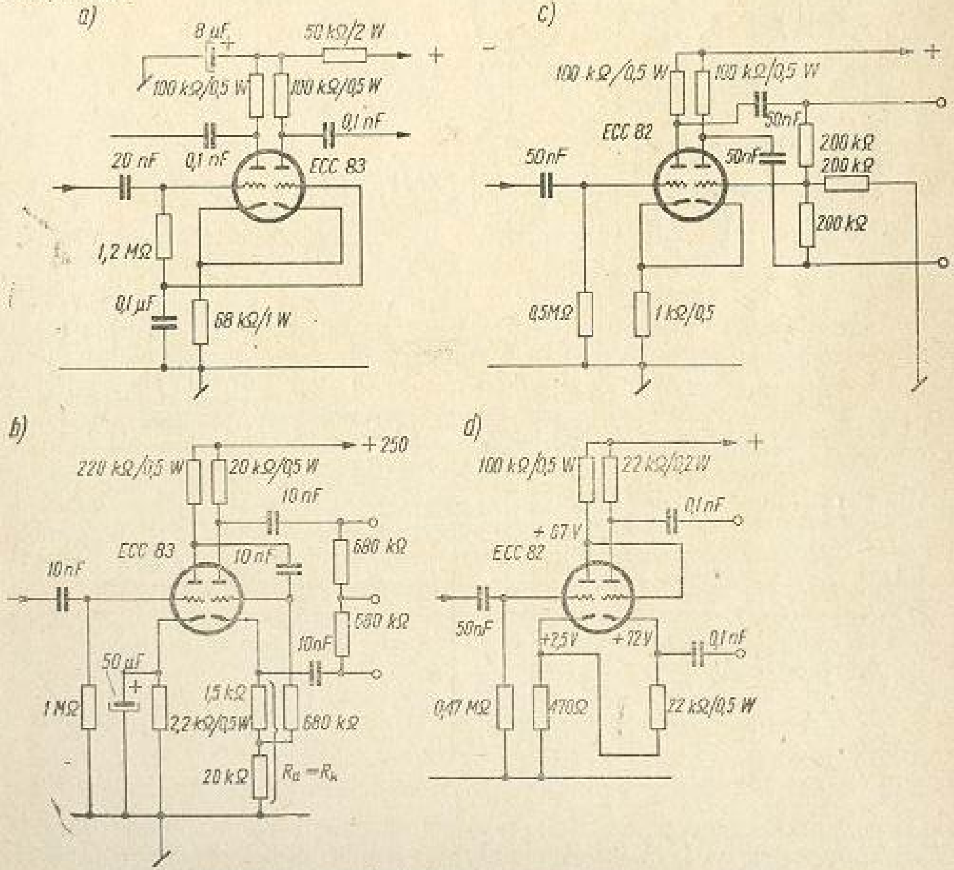


Rys. 6-14. Schemat prostych układów odwracających fazę

W niesymetrycznych wzmacniaczach napięciowych wykorzystuje się triody, podwójne triody lub pentody w układach przedstawionych na rys. 6-12a, b. Wartości poszczególnych elementów, w szczególności oporników anodowych, siatki ekranowej i obwodu katody, dobiera się według danych katalogowych, zawierających szczegółowe pod tym względem wskazówki. Wstępnym wskaźnikiem przy wyborze typu lampy jest wymagana wartość wzmocnienia napięciowego przy określonym napięciu zasilającym.

Sprzężenie między stopniami wzmacniaczy napięciowych realizuje się z reguły w układzie pojemnościowym. Obwody zasilania zaopatrzone są w filtry odsprzęgające *RC* z kondensatorami elektrolitycznymi w układach konwencjonalnych. We wszystkich stopniach wzmocnienia, nie wyłączając wzmacniacza mocy, zaleca się stosowanie filtrów w.cz. w postaci opornika szeregowego 10 kΩ w obwodzie siatki sterującej i kondensatora blokującego 100 ÷ 200 pF od strony masy. Filtr powinien być włączony bezpośrednio do zacisku lutowniczego podstawki lampowej.

Między wstępnymi stopniami wzmocnienia stosuje się często sprzężenie galwaniczne (rys. 6-13). Upraszcza to układ, a w wielostopniowych wzmacniaczach objętych silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym zmniejsza szkodliwe przesunięcia fazowe, które mogą być źródłem powstawania oscylacji.

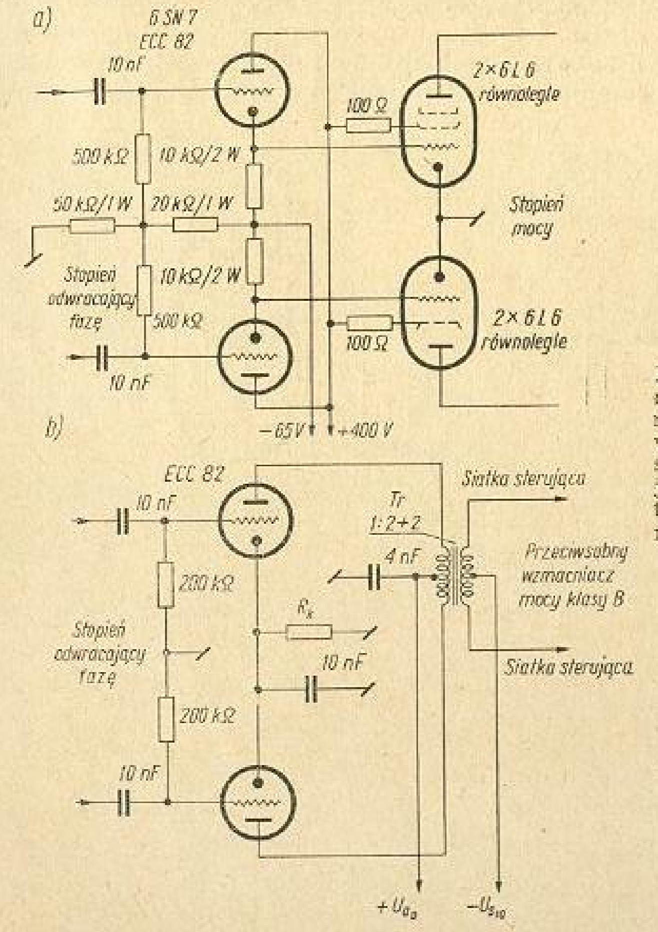


Rys. 6-15. Schematy układów odwracających fazę, z podwójnymi triodami

Osobnego omówienia wymagają stopnie sterujące układy symetryczne, przeciwsobne. Są to układy odwracające fazę napięcia (rys. 6-14 i rys. 6-15). Wykorzystuje się tak sprzężenie transformatorowe, jak i układy oporowe *RC*. Sprzężenie i odwrócenie fazy za pomocą transformatora jest z punktu widzenia konstrukcji prostsze i dlatego często spotykane w układach amatorskich. Stosunkowo wąskie pasmo przenoszonych przy fonicznej modulacji częstotliwości usprawiedliwia tego rodzaju sprzężenie. Układy z transformatorami nie pozwalają na stosowanie we wzmacniaczu silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, co zresztą w modulatorach wąskopasmowych nie musi być regułą.

Bardzo dobre wyniki osiąga się przy stosowaniu odwracających fazę prostych stopni z podwójnymi triodami. Warunkiem poprawnej pracy układu jest dobranie prawidłowej symetrii przesuniętych w fazie o 180° napięć sterujących przeciwsobnie pracujące lampy mocy.

We wzmacniaczach sterujących przeciwsobne stopnie mocy pracujące w głębokiej klasie AB_2 lub B, prąd siatki sterowanego stopnia obciąża w sposób nierównomierny wyjście wzmacniacza i dlatego najczęściej spotyka się w tym miejscu układy o małej oporności wewnętrznej, dostarczające napięcia mało zależnego od obciążenia. Układem takim jest



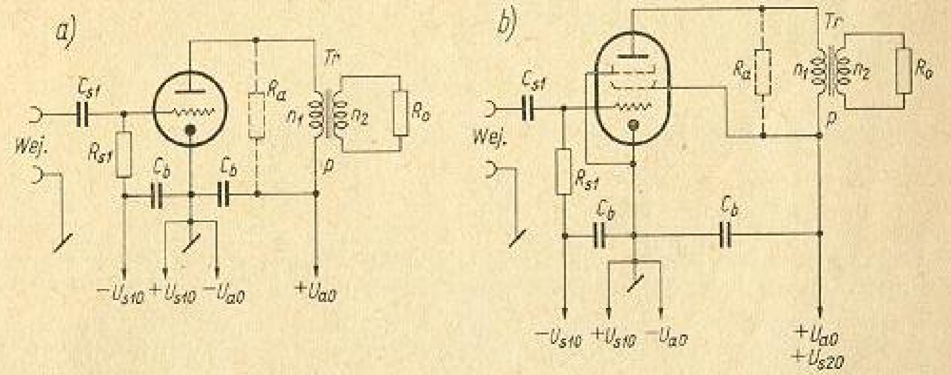
Rys. 6-16. Schematy stopni sterujących wzmacniacz mocy pracujący w klasie B2 z prądem siatki: a) stopień sterujący z wtórnikiem katodowym; b) stopień sterujący z transformatorem

najczęściej wtórnik katodowy (rys. 6-16a), lub stopień sterujący w układzie wzmacniacza transformatorowego z lampą średniej mocy (rys. 6-16b). W sterującym stopniu transformatorowym stosuje się wtedy obniżającą przekładnię transformatora, np. 1 : 0,75, obciążając niekiedy wtórne uzwojenie dodatkowymi opornikami. Wszystko to zmniejsza zniekształcenia wywołane prądami siatki stopnia końcowego. We wzmacniaczu sterującym o układzie klasycznym stosuje się triody o małej oporności wewnętrznej lub pentody albo tetrody w układzie z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. W obu tych przypadkach uzyskuje się małą oporność wewnętrzną stopnia sterującego.

6.4. Wzmacniacze mocy małej częstotliwości

Wzmacniacze pojedyncze

W niewielkich wzmacniaczach modulacyjnych, przeznaczonych do wszelkiego rodzaju modulacji siatkowych, wykorzystuje się układy wzmacniaczy mocy z pojedynczą lampą pracującą w klasie A (rys. 6-17).



Rys. 6-17. Schemat pojedynczego wzmacniacza mocy klasy A: a) z triodą; b) z pentodą

Wzmacniacz mocy wyposażony jest w transformator wyjściowy, za pomocą którego osiąga się — poza oddzieleniem składowej stałej prądu anodowego od obwodu wyjściowego — odpowiednią wartość oporności przenoszonej do obwodu anodowego. Wartość tej oporności warunkuje uzyskanie właściwej mocy użytecznej i sprawności oraz wpływa na zawartość zniekształceń nieliniowych. Na ogół wartość optymalnej oporności obciążenia obwodu anodowego lampy $R_{a\,opt}$ dla pewnych określonych parametrów układu (napięcie zasilające) podawana jest w katalogach lampowych i zgodnie z nią dobiera się przekładnię transformatora, ponieważ

$$R_{a\,opt} = \frac{R_{0\,mod}}{p^2}$$

gdy przekładnia transformatora $p = \frac{n_2}{n_1}$

przy czym:

n_1 — ilość zwojów uzwojenia pierwotnego,
n_2 — ilość zwojów uzwojenia wtórnego.

Ze względu na stały przepływ prądu anodowego przez lampę sprawność wzmacniacza pracującego w klasie A jest niewielka. Praca odbywa się bez prądu siatki. W tych prostych wzmacniaczach stosowane są triody i pentody.

Dla triody w pojedynczej klasie A wzmacniacza mocy optymalna wartość oporności obciążenia, warunkująca uzyskanie maksymalnej mocy z układu, wynosi

$$R_{a\,opt} = 2\,\varrho_a$$

gdzie

ϱ_a — oporność wewnętrzna lampy.

Natomiast największa moc użyteczna wyniesie w przybliżeniu

$$P_{u\,max} \approx \frac{U_{a0}^2}{16\,\varrho_a}$$

Amplituda składowej zmiennej prądu anodowego będzie

$$I_{a1} \approx \frac{U_{a0}}{4\,\varrho_a}$$

a moc dostarczona z zasilacza anodowego

$$P_0 = \frac{U_{a0}^2}{4\,\varrho_a}$$

Ostatecznie sprawność wzmacniacza mocy z pojedynczą triodą wyniesie

$$\eta = \frac{P_{u\,max}}{P_0} \leqslant 0{,}25$$

We wzmacniaczu triodowym wśród harmonicznych powstających w wyniku zniekształceń nieliniowych przeważa druga harmoniczna.

Dla pentody w pojedynczej klasie A wzmacniacza mocy wyznaczenie optymalnej oporności obciążenia jest trudniejsze. W przybliżeniu można ją określić jako

$$R_{a\,opt} \cong \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$$

gdzie składową stałą prądu i napięcia anodowego wyznacza punkt pracy ustalony założoną wartością ujemnego napięcia siatki sterującej U_{s10}

Sprawność graniczna wzmacniacza pentodowego wynosi

$$\eta_{max} = 0{,}5$$

z tym, że w praktyce przy 10% zawartości harmonicznych zawiera się ona w granicach $0{,}3 \div 0{,}4$.

W większości przypadków przeważa trzecia harmoniczna. Sprawność pentody jest bardziej zależna od oporności obciążenia, niż sprawność triody. Stosowanie triod zapewnia małe zniekształcenia i niewielką oporność wewnętrzną wzmacniacza; natomiast zaletą pentody przy lepszej sprawności jest większa czułość.

Ze względu na to, że w układach wzmacniaczy mocy m.cz. stosowane są z reguły ujemne sprzężenia zwrotne zmniejszające oporność wewnętrzną, wykorzystuje się w układach pojedynczych wzmacniaczy mocy — pentody i tetrody strumieniowe.

Wzmacniacze przeciwsobne

Stosowane są one najpowszechniej we wzmacniaczach mocy użytecznej powyżej 10 VA. Układy przeciwsobne cechuje duża sprawność (tym bardziej, że można tu wykorzystać pracę lamp w klasie AB i B) oraz mniejszy współczynnik zawartości harmonicznych, a ponadto mniejszy wpływ tętnień anodowego napięcia zasilającego.

Ze względu na sprawność stosuje się w modulatorach wzmacniacze przeciwsobne pracujące w klasie AB — przy średnich mocach, a w klasie B — przy dużych mocach. Wzmacniacze mieszanej klasy AB wprowadzają mniejsze zniekształcenia nieliniowe, niż wzmacniacze klasy B. W przypadku wzmacniaczy pracujących w klasie B zniekształcenia nieliniowe wzrastają przy mniejszych amplitudach wskutek pracy w zakresie dolnego zakrzywienia charakterystyki. Ponieważ modulatory pracują normalnie w pobliżu maksymalnej mocy, wpływ tych zniekształceń jest do pominięcia.

Sprawność wzmacniacza przeciwsobnego z triodami w klasie B określa się ze wzoru

$$\eta = \xi\,\frac{\pi}{4}$$

Wobec tego, że $\xi = \frac{U_a}{U_{a_0}} \approx 1$, największa sprawność wzmacniacza wyniesie

$$\eta_{max} \approx \frac{\pi}{4} = 0{,}785$$

W klasie B wykorzystuje się zwykle triody. Pentody i tetrody znajdują zastosowanie we wzmacniaczach modulujących mniejszej mocy, pracujących w klasie AB.

Przejdźmy teraz do omówienia charakterystycznych wielkości wzmacniacza mocy pracującego w klasie B z wykorzystaniem triody, czyli podstawowego układu modulatora dużej mocy.

Z obliczonego lub pracującego układu wzmacniacza mocy w.cz. i na podstawie ogólnych rozważań łatwo można określić wartość zasadniczych wielkości stanowiących założenia dla projektowanego układu modulatora.

Wielkościami tymi są:

— moc wyjściowa wystarczająca z pewnym zapasem do 100-procentowej głębokości modulacji — $P_{u\,mod}$,
— oporność obciążenia modulatora — $R_{0\,mod}$,
— składowa stała prądu przepływająca przez uzwojenie wtórne transformatora modulacyjnego — I_{z0},
— współczynnik wykorzystania napięcia anodowego — $\xi = 0{,}5 \div 0{,}75$,
— napięcie anodowe zasilacza — U_{a0},
— sprawność transformatora wyjściowego — zwykle $\eta_{tr} = 0{,}8 \div 0{,}85$,
— pasmo przenoszonych częstotliwości — zwykle $300 \div 3000$ Hz.

Teraz określa się rzeczywistą moc użyteczną, jaką powinien dostarczyć modulator

$$P_{u\,mod\,k} = \frac{P_{u\,mod}}{\eta_{tr}}$$

przy czym moc ta dla jednej gałęzi wzmacniacza przeciwsobnego wyniesie

$$P'_{u\,mod\,k} = \frac{1}{2}\,P_{u\,mod\,k}$$

Oczywiście amplituda napięcia zmiennego na anodzie lampy jednej gałęzi wyniesie

$$U'_{a1} = \xi\, U_{a0}$$

Amplituda składowej zmiennej prądu anodowego jednej gałęzi wyniesie

$$I'_{a1} = \frac{2\, P'_{u\, mod\, k}}{U'_{a1}}$$

Pozostaje do określenia wartość szczytowa impulsu prądu anodowego jednej gałęzi. Wobec tego, że w klasie B kąt przepływu prądu anodowego $\Theta = 90^\circ$, można wyznaczyć z tablicy 2-3

$$\alpha_1 = 0{,}5 \qquad\qquad \alpha_0 = 0{,}319$$

$$I'_{a1\, max} = \frac{I'_{a1}}{\alpha_1} = 2\, I'_{a1}$$

Oczywiście składowa stała prądu anodowego lampy jednej gałęzi będzie

$$I'_{a0} = \alpha_0\, I'_{a1\, max} = 0{,}319\, I'_{a1\, max}$$

Ogólna składowa stała prądu anodowego obu gałęzi przy pełnym wysterowaniu wyniesie zatem

$$I_{a0} = 2\, I'_{a0}$$

Moc doprowadzona wyniesie

dla jednej gałęzi $\qquad P'_0 = U_{a0}\, I'_{a0}$

dla całości wzmacniacza $\qquad P_0 = 2\, P'_0$

Zatem moc wydzielona na anodzie lampy jednej gałęzi będzie

$$P'_a = P'_0 - P'_{u\, mod\, k}$$

Mając wartości prądu $I'_{a1\, max}$, napięcia U_{a0} oraz mocy P'_a łatwo już określić z katalogu odpowiedni typ lampy do wzmacniacza mocy. Korzystając z danych katalogowych wybranej lampy, można określić amplitudę napięcia zmiennego na siatce sterującej lampy jednej gałęzi

$$U'_{s1} = \frac{I_{a1\, max}}{S_a} + D\, U'_{a1\, max}$$

gdzie:

$D = \frac{1}{k_a}$

U_{s1} (napięcie między obu siatkami) $= 2U'_{s1}$.

Napięcie ujemne polaryzacji siatki wyniesie

$$U_{s10} = -\frac{U_{a0}}{k_a}$$

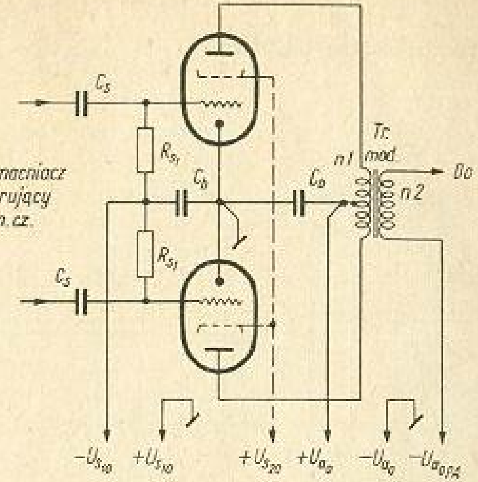
Można teraz wyznaczyć oporność obciążenia dla jednej gałęzi:

$$R'_a = \frac{U'_{a1}}{I'_{a1}}$$

Ostatecznie ogólna oporność obciążenia między anodami lamp będzie

$$R_{aa} = 2\, R'_a$$

Z kolei wyznaczamy przekładnię wyjściowego transformatora modulacyjnego (rys. 6-18)



Rys. 6-18. Schemat przeciwsobnego wzmacniacza mocy m.cz.

$$p = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_{0\, mod}}{\eta_{tr} \cdot R_{aa}}}$$

przy czym:

n_1 — ilość zwojów uzwojenia pierwotnego (strona modulatora),

n_2 — ilość zwojów uzwojenia modulacyjnego wtórnego oraz indukcyjność główną uzwojenia pierwotnego (w przybliżeniu)

$$L_1 = \frac{R_{aa}}{4{,}16 \cdot f_d\, m}$$

Dla wzmacniaczy mocy w klasie AB przebieg obliczeń jest podobny z tą różnicą, że przyjmuje się inny kąt przepływu impulsu prądu anodowego, a mianowicie

$$\Theta = 120^\circ \qquad\qquad (\alpha_0 = 0{,}4;\quad \alpha_1 = 0{,}54)$$

Także współczynnik wykorzystania napięcia anodowego przyjmuje się w granicach

$$\xi = 0{,}75 \div 0{,}85$$

Pozostaje do przeliczenia transformator wyjściowy modulatora pracujący (w przeciwieństwie do normalnych wzmacniaczy mocy m.cz.) ze wstępnym magnesowaniem rdzenia składową stałą prądu PA przepływającego przez uzwojenie wtórne. Prąd ten wynosi

$$I_{z0} = I_{a0n} + I_{s20n}$$

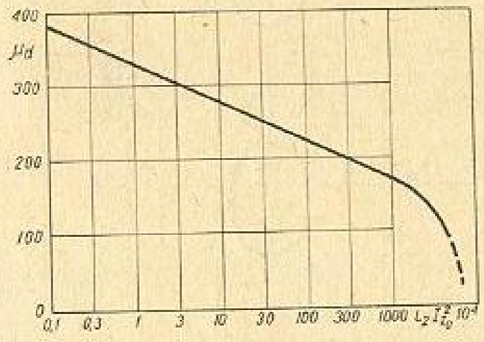
i przepływając przez uzwojenie zmniejsza współczynnik przenikalności magnetycznej stali krzemowej rdzenia μ do wartości μ_d. Zmniejszenie to określa się korzystając z wykresu na rys. 6-19 dla właściwej ilości amperozwojów magnesujących. Dla zmniejszenia wpływu wstępnego magnesowania rdzeń transformatora powinien być złożony tak, aby miał szczelinę powietrzną.

Przede wszystkim określa się indukcyjność wtórnego uzwojenia transformatora modulacyjnego

$$L_2 = n^2 L_1$$

następnie znając wielkość

$$L_2 I_{z0}^2 10^4$$



Rys. 6-19. Wykres do określania wartości przenikalności magnetycznej stali transformatorowej magnesowanej wstępnie składową stałą prądu przepływającego przez uzwojenie wtórne

wyznacza się z wykresu na rys. 6-18 właściwą wartość przenikalności μ_d. Można teraz określić ilość zwojów uzwojenia pierwotnego

$$n_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1\, l_\dot{z}}{0{,}4\,\pi\, \mu_d\, Q_\dot{z}}}$$

gdzie:

$l_\dot{z}$ — długość drogi magnetycznej przyjętego rdzenia, w cm;

$Q_\dot{z}$ — przekrój rdzenia, w cm^2.

Oczywiście ilość zwojów uzwojenia wtórnego wynosi

$$n_2 = p\, n_1$$

Średnicę przewodów dla poszczególnych uzwojeń wyznacza się ze wzoru

uzwojenie pierwotne — $\quad d_1 = 1{,}13 \sqrt{\frac{I'_{z0}}{2{,}5}}$

przy czym

I'_{z0} — składowa stała prądu anodowego jednej gałęzi modulatora.

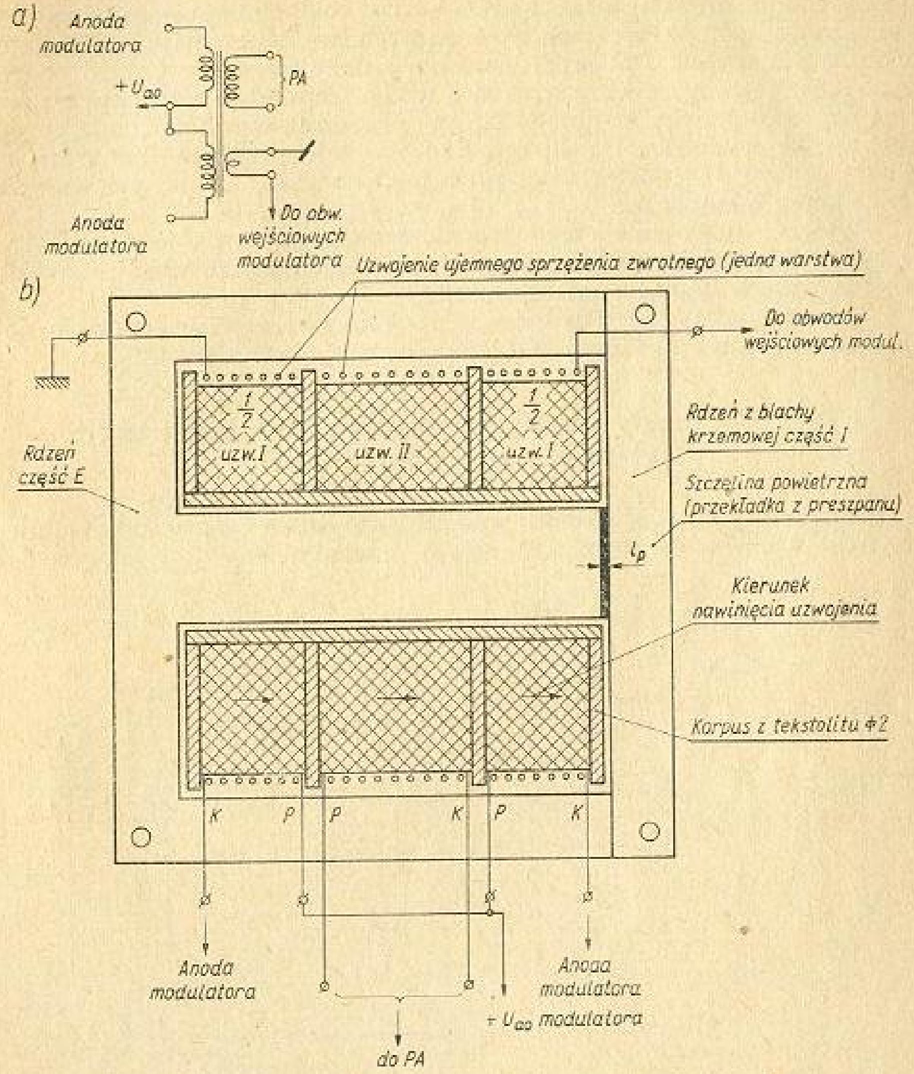
W obliczeniu przyjęto gęstość prądu w przewodzie uzwojenia 2,5 A/mm²;

uzwojenie wtórne — $\quad d_2 = 1{,}13 \sqrt{\frac{I_{z0}}{2{,}5}}$

Szczelinę powietrzną oblicza się ze wzoru

$$l_p = \frac{n_2\, I_{z0}}{8 \cdot 10^2}$$

Uzwojenia transformatora w modulatorze rozmieszcza się na odpowiednio sekcjonowanym korpusie. Należy pamiętać o znacznych amplitudach napięć występujących na uzwojeniach wraz z wysokimi napięciami stałymi. Korpus wykonany jest z grubego (1 ÷ 2 mm), wysokojakościowego materiału izolacyjnego (tekstolit, pleksiglas). Sekcjonowany jest na 3 ÷ 5 części, w których nawija się odpowiednie uzwojenia według rys. 6-20, łącząc cewki zgodnie ze schematem. Uzwojenie nawija się ściśle, warstwa na warstwie, stosując między nimi przekładki z taśmy



Rys. 6-20. Symetryczny transformator modulacyjny: a) schemat ideowy; b) konstrukcja

styrofleksowej o grubości 0,1 mm. Uzwojenia ujemnego sprzężenia zwrotnego nawija się cienkim przewodem na zewnętrznej stronie wszystkich uzwojeń, oddzielając warstwą materiału izolacyjnego. Przed rozpoczęciem nawijania sprawdza się jeszcze współczynnik wypełnienia okna transformatora. Nie powinien on przekroczyć wartości:

$$\gamma = \frac{Q_p}{Q_0} = 0{,}3$$

przy czym:

Q_0 — powierzchnia okna transformatora,

Q_p — suma przekroju wszystkich przewodów.

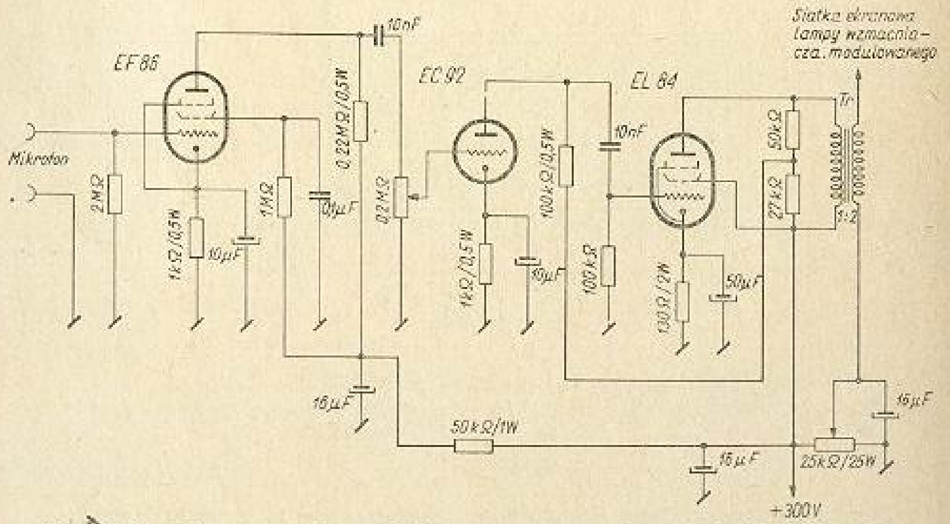
Po wykonaniu nawinięcia wskazane jest zaimpregnowanie całego transformatora (cewki wraz z rdzeniem) w roztopionej masie izolacyjnej, którą może być np. cerezyna, wosk pszczeli itp. Zapewniają one najlepszą ochronę izolacyjną. Do impregnowania należy użyć naczynia o podwójnych ściankach ogrzewanych wrzącą wodą. Impregnacja trwa przez przeciąg około 20 godzin, aż do chwili, gdy przestaną wydzielać się z korpusu pęcherzyki powietrza. Dzięki uzyskanej w ten sposób mechanicznej stabilizacji uzwojeń transformator pracuje cicho i przy pełnej mocy wydzielanej przez modulator.

Wtórne uzwojenie tego transformatora dobrze jest zaopatrzyć w iskiernik powietrzny lub neonowy, zapobiegający przebiciu uzwojenia przy szczytach napięcia modulującego.

Odpowiedni układ dławików w.cz. i kondensatorów zapewnia należyte oddzielenie obwodów modulatora od stopnia PA nadajnika.

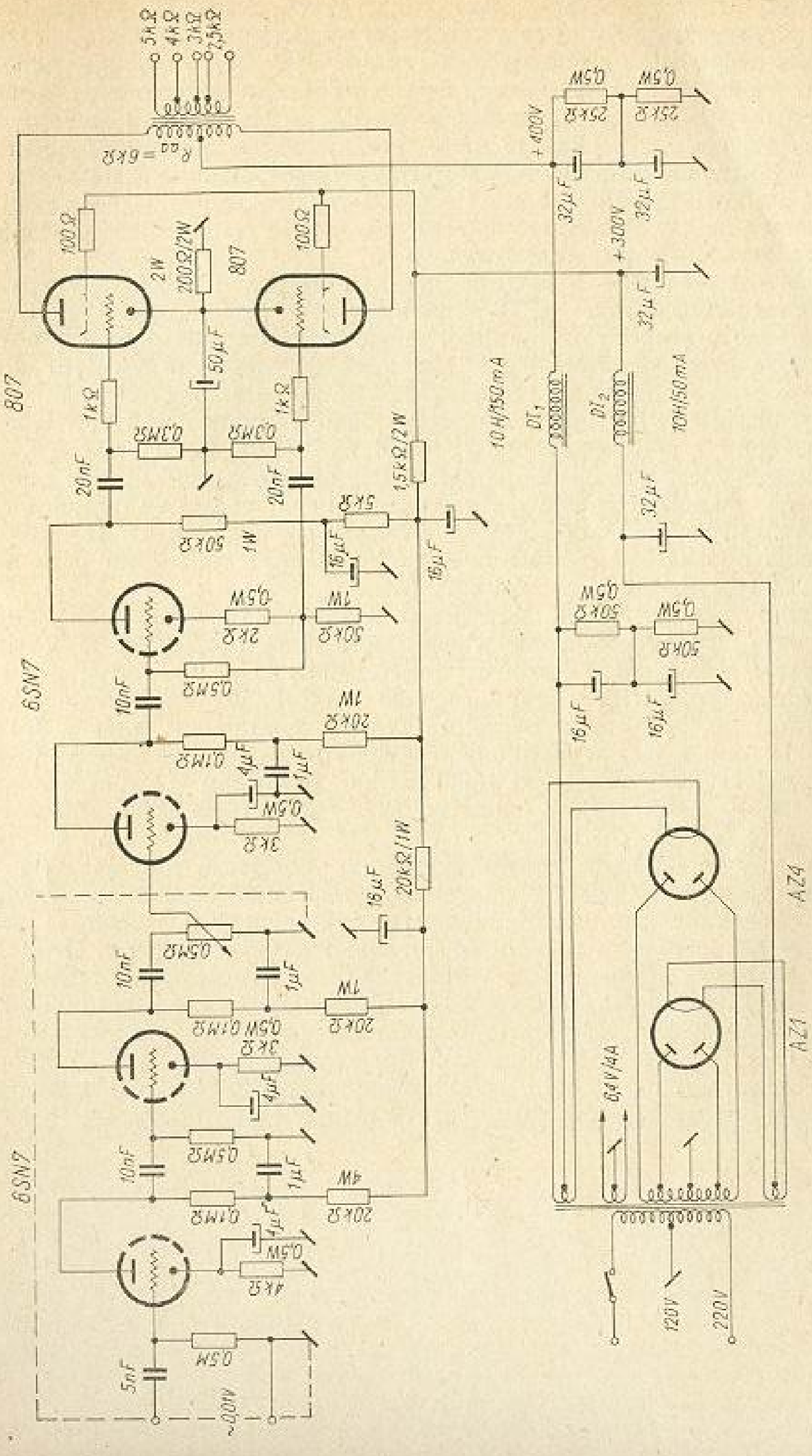
6.5. Przykłady praktycznych rozwiązań konstrukcji wzmacniaczy modulacyjnych

Schemat prostego układu wzmacniacza małej mocy do modulacji głównie w obwodzie siatki ekranowej przedstawiony jest na rys. 6-21.



Rys. 6-21. Schemat prostego układu wzmacniacza do modulacji w obwodzie siatki ekranowej

Moc użyteczna wzmacniacza wynosi około 3 ÷ 4 W, zaś wzmocnienie napięciowe jest wystarczająco duże dla współpracy z przeciętnym mikrofonem krystalicznym. Przekładnię transformatora modulacyjnego dobiera się zależnie od amplitudy napięcia m.cz. niezbędnego do pełnego wymodulowania PA w obwodzie ekranu. Po stronie pierwotnej transformatora amplituda napięcia zmiennego m.cz. dochodzi do 200 V. Napięcie zasilające siatkę ekranową lampy PA reguluje się potencjometrem dru-



Rys. 6-22. Schemat modulatora 40 W opracowanego przez SP7LW

towym 25 kΩ. We wzmacniaczu wstępnym wykorzystuje się pentodę EF 86, odznaczającą się małymi szumami własnymi oraz małą wrażliwością na przydźwięk sieciowy i mikrofonowanie. Drugi stopień wzmocnienia z triodą EC 92 poprzedzony jest regulatorem wzmocnienia, a stopień końcowy z lampą EL 84 objęty ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Wskutek tego układ wykazuje małą wrażliwość na zmiany obciążenia, które — jak wiadomo pojawiają się przy procesie modulacji siatki ekranowej i stanowią źródło zniekształceń. Obwód wejściowy wraz z lampą mikrofalową należy starannie zaekranować. Całość zasilana jest ze wspólnego zasilacza dla siatki ekranowej.

Proste rozwiązanie konstrukcyjne modulatora o mocy użytecznej 25 W, opracowanego przez SP7LW, uwidocznione jest na rys. 6-22. Urządzenie to może służyć do modulacji anodowej nadajnika o mocy 40 W. Pasmo przenoszone zawiera się w granicach 50 ÷ 8000 Hz; jest to więc modulator szerokopasmowy. Stopień końcowy z tetrodą strumieniową typu 807 pracuje w klasie AB_1. Napięcie anodowe wynosi 400 V. Wzmacniacz wstępny z podwójną triodą typu 6 SN 7 (ECC 82) ma układ konwencjonalny i jest wraz z lampą całkowicie ekranowany. Zasilacz zmontowany na oddzielnej podstawie jest odsunięty od podstawy modulatora. Napięcie sterujące na siatkach lamp 807 waha się w granicach 22 ÷ 24 V. Optymalna oporność dopasowania między anodami tych lamp przy napięciu zasilającym 400 V wynosi 6000 Ω.

Odczepy na wtórnym uzwojeniu transformatora modulacyjnego umożliwiają łatwe dopasowanie wzmacniacza mocy w.cz. (PA) do układu modulatora. Konstrukcja korpusu transformatora — klasyczna, 3-cewkowa; rdzeń typu AGA o wymiarach 90 × 100 × 40 mm i powierzchni przekroju = 40 × 30 mm. Szczelina powietrzna między częścią E i I wynosi 0,2 mm i jest wypełniona paskiem preszpanu. Uzwojenie pierwotne zawiera dwie cewki po 1000 zwojów przewodu 0,3 mm Cu em, zaś wtórne — 1800 zwojów (odczepy: 1250, 1360, 1480, 1580, 1690 zw.) przewodu ⌀ 0,4 mm Cu em.

Zasilacz, w układzie konwencjonalnym, dostarcza napięcia 300 V (stopnie wejściowe i ekrany wzmacniacza końcowego) oraz 400 V. Transformator sieciowy ma uzwojenie anodowe z dwoma odczepami i jest nawinięty na podobnym rdzeniu co i transformator wyjściowy. Grubość pakietu 50 mm. Uzwojenia: pierwotne 220 V — 660 zwojów przewodu ⌀ 0,75 mm; wtórne anodowe — 2 × 1100 zwojów (odczep 2 × 800 zw.) przewodu ⌀ 0,5 mm; żarzenia lamp wzmacniacza 6,3 V — 2 × 9,5 zwojów przewodu ⌀ 1,6 mm; żarzenia lamp prostowniczych 4 V — 2 × 6 zwojów przewodu ⌀ 1,3 mm. Indukcyjność dławików filtru sieciowego 10 H, prąd dopuszczalny — 50 mA i 150 mA.

7. WĄSKOPASMOWA MODULACJA CZĘSTOTLIWOŚCI

W amatorskiej radiokomunikacji krótkofalowej system modulacji częstotliwości jest znacznie mniej rozpowszechniony niż system modulacji amplitudy, a przy tym różni się od powszechnie stosowanego systemu modulacji częstotliwości na zakresach fal ultrakrótkich. Jest to modulacja wąskopasmowa, zajmująca w pasmie amatorskim kanał o szerokości praktycznie równej szerokości normalnej emisji z modulacją amplitudy. Stąd pochodzi też skrót używany powszechnie na określenie tego rodzaju modulacji: NBFM (Narrow Band Frequency Modulation).

Zalety wąskopasmowej modulacji częstotliwości są następujące:

— wzmacniacz modulacyjny o niewielkiej mocy (wyłącznie napięciowy),

— mały wpływ zakłócający przy pracy nadajnika NBFM na odbiorniki radiofoniczne AM znajdujące się w sąsiedztwie radiostacji,

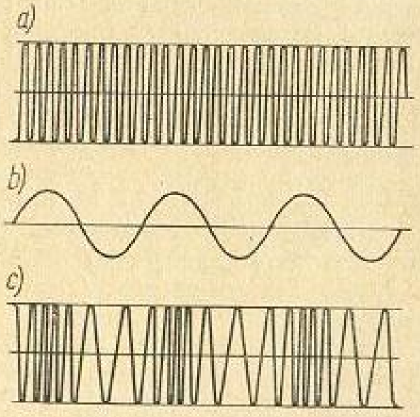
— dobre wykorzystanie mocy nadajnika; pracuje on mocą równą mocy stosowanej przy emisji A1,

— mniejsze zakłócenia i wahania sygnału przy odbiorze dzięki możliwości zastosowania ogranicznika amplitudy.

Natomiast do wad tego rodzaju modulacji można zaliczyć:

— konieczność stosowania specjalnego detektora częstotliwości w odbiorniku, lub zastępczego odbioru na zboczu krzywej rezonansowej,

— konieczność stosowania generatora sterującego, przestrajanego w nadajniku, a to wskutek trudności zrealizowania w prosty sposób modulacji częstotliwości z dostatecznie dużą dewiacją przy sterowaniu nadajnika kwarcem,



Rys. 7-1. Przebieg modulacji częstotliwości

— wymagana duża stabilność częstotliwościowa układu modulacyjnego, nie ustępująca stabilności stosowanego VFO.

Należy teraz określić dwie charakterystyczne wielkości, jakie występują przy modulacji częstotliwości.

Modulacja częstotliwości polega na zmianie częstotliwości nośnej f_n w granicach Δf_n proporcjonalnych do zmian amplitudy sygnału modulującego m.cz. (rys. 7-1). Zmiany częstotliwości fali nośnej odpowiadają częstotliwości modulującej m.cz. Odchylenie Δf_n określa się jako tzw. dewiację częstotliwości. Wprowadza się także pojęcie tzw. indeksu modulacji częstotliwości określanego wzorem

$$m_f = \frac{\Delta f_n}{f_{g\,m.cz.}}$$

w którym:

Δf_n — dewiacja częstotliwości,

$f_{g\,m.cz.}$ — największa częstotliwość przebiegu modulującego m.cz.

Szerokość pasma zajmowanego przez emisję FM jest tym większa, im większa jest wartość indeksu modulacji. W pracy amatorskiej dopuszcza się $m_f = 0{,}5 \div 0{,}6$; oznacza to, że największe odchylenie częstotliwości w każdą stronę nie przekracza $0{,}5 \div 0{,}6$ częstotliwości górnej wstęgi modulacyjnej m.cz. Tak więc np. dla

$$f_{g\,m.cz.} = 3000\ \text{Hz}$$

dewiacja wyniesie

$$\Delta f_n = 1500\ \text{Hz}$$

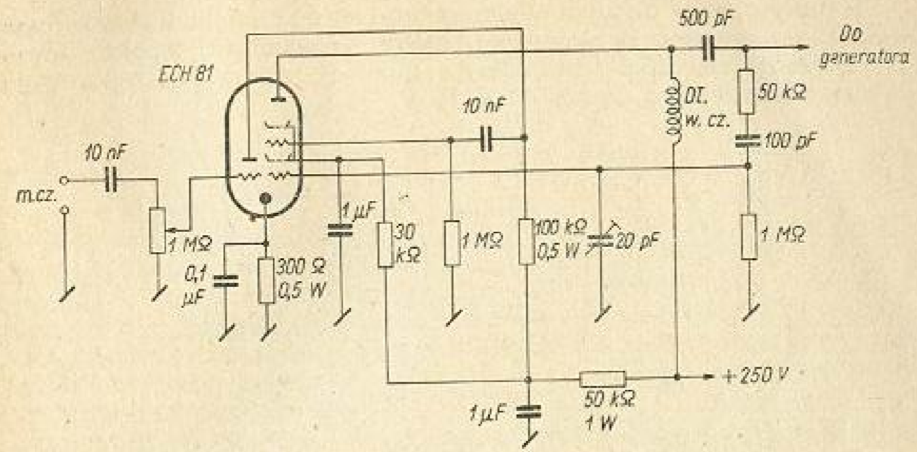
Przy zachowaniu tego warunku emisja NBFM zajmuje na pasmie praktycznie zakres częstotliwości równy zakresowi zajmowanemu przez emisję AM. Dzięki niewielkiej wartości indeksu modulacji możliwy jest też odbiór tej emisji za pomocą stosunkowo wąskopasmowych odbiorników, przewidzianych normalnie do pracy w systemie AM.

Wielkość dewiacji w modulatorze wyznacza się przez regulację napięcia wyjściowego wzmacniacza napięciowego m.cz.

Praktycznie proces modulacji częstotliwości może być zrealizowany przez włączenie równolegle do obwodu strojonego VFO lampy elektronowej, której układ przedstawia oporność bierną (indukcyjną lub pojemnościową). Oporność wyjściowa układu lampowego ma charakter indukcyjny przy włączeniu kondensatora pomiędzy siatkę i katodę, a opornika o znacznej oporności pomiędzy siatkę i anodę lampy. Układ lampowy przedstawiający oporności o charakterze indukcyjnym jest najwygodniejszy w stosowaniu ze względu na to, że większość VFO strojona jest pojemnościowo i wtedy dewiacja w układzie jest niezależna od pozycji nastawienia kondensatora strojeniowego VFO. Oporność, jaką wykazuje kondensator włączony między siatkę i katodę lampy dla częstotliwości roboczej VFO, powinna być możliwie duża. Na zwykłych zakresach fal krótkich pojemność ta wynosi kilka pikofaradów, a często jest nawet pomijana (wykorzystanie pojemności szczątkowych układu).

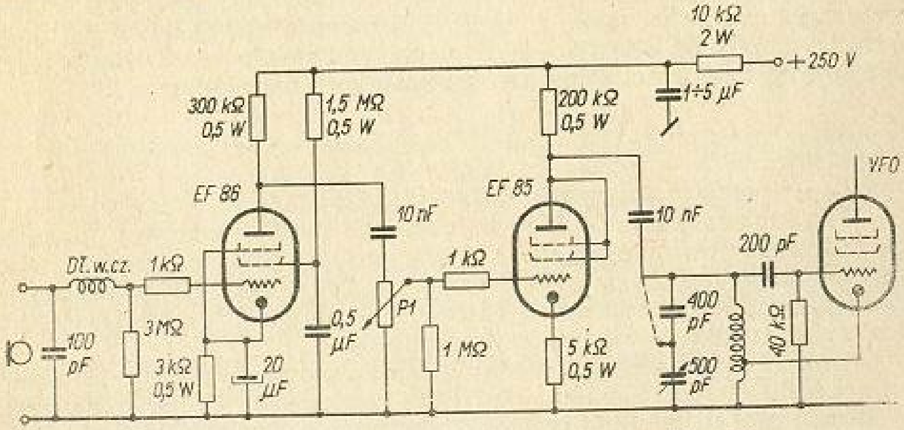
Oporność bierna, jaką przedstawia lampa w tym układzie, zależna jest od nachylenia jej charakterystyki. Na nachylenie to można wpływać zmieniając napięcie którejkolwiek z siatek sterującym napięciem stałym (system wykorzystywany do automatycznego dostrajania częstotliwości w odbiornikach) lub zmiennym. Przy modulacji amatorskich nadajników wykorzystuje się napięcie zmienne m.cz. otrzymane z obwodu wyjściowego wzmacniacza wstępnego (mikrofonowego).

Praktyczny układ modulatora z lampą reaktancyjną przedstawiony jest schematycznie na rys. 7-2. Heksoda zastosowanej tu lampy typu ECH 81 pracuje jako lampa reaktancyjna w charakterze zmiennej induk-



Rys. 7-2. Schemat modulatora z lampą reaktancyjną

cyjności, trioda natomiast jest wstępnym wzmacniaczem m.cz. Wielkość dewiacji zależy od amplitudy napięcia m.cz. oraz od pojemności trymera 20 pF w obwodzie siatka—katoda heksody. Wraz ze zmniejszeniem tej pojemności wzrasta dewiacja. Układ może być z powodzeniem wysterowany z mikrofonu węglowego włączonego na wejściu triody.

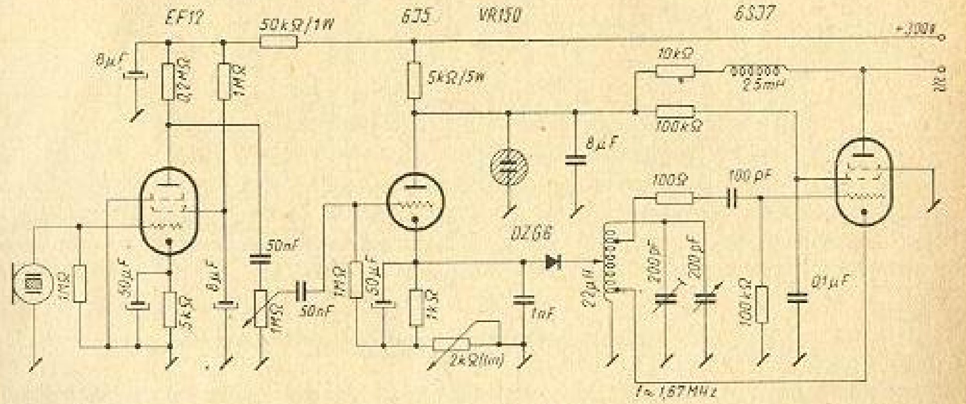


Rys. 7-3. Schemat prostego modulatora częstotliwości

Układ modulatora NBFM z zastosowanymi w nim pentodami przedstawiony jest na rys. 7-3. Pierwsza lampa pracuje tu jako wzmacniacz m.cz. sterowany z mikrofonu krystalicznego. Druga lampa w układzie triody włączona jest szeregowo z kondensatorem sprzęgającym w sposób równoległy do obwodu strojonego VFO. Proporcjonalnie do zmian amplitudy m.cz. zmienia się wypadkowa pojemność równolegle włączona do cewki VFO i następuje modulacja częstotliwości. Mikrofon włączony jest przez filtr w.cz., który zapobiega sprzężeniom. Także w obwodach siatek

sterujących obu lamp zastosowano tłumiące oporniki szeregowe. Wyjście modulatora można włączać również pomiędzy oba kondensatory obwodu strojonego VFO (linia przerywana na rysunku). Do regulowania dewiacji służy potencjometr P_1.

W innym znów układzie wykorzystuje się do modulacji częstotliwości zmiany pojemności dynamicznej diody germanowej spolaryzowanej przeciwnie do kierunku przewodzenia. Napięcie polaryzacji zaporowej U_z dla przeciętnych diod wynosi $10 \div 12$ V.



ys. 7-4. Schemat wąskopasmowego modulatora częstotliwości ze złączową diodą germanową (wg SP5PO)

Przykład praktycznego układu modulacyjnego NBFM, opracowanego przez SP5PO, ilustruje rys. 7-4. Zmienny opornik katodowy pozwala wyznaczyć charakterystykę $f = \varphi(U_z)$, z pomocą której łatwo można już określić amplitudę sterującego napięcia zmiennego m.cz. dla przyjętej dewiacji częstotliwości. Musi być tu spełniony warunek

$$U_{m.cz.} = U'_z$$

przy czym

U'_z — napięcie zaporowe odpowiadające przyjętej dewiacji Δf_n.

Wzmacniacz modulacyjny w układach wąskopasmowej modulacji częstotliwości powinien przenosić z ostrym ograniczeniem pasmo częstotliwości akustycznych zawarte w granicach $300 \div 3000$ Hz; wskazane jest więc stosowanie odpowiednich filtrów. Jak najbardziej celowe jest też stosowanie tu układów kompresji amplitudy.

Ponieważ najczęściej w nadajnikach amatorskich stosuje się powielanie częstotliwości, a modulacja NBFM realizowana jest w stopniu VFO na stosunkowo niewielkiej częstotliwości, przeto dewiację należy ustawić tak, aby nie przekraczała dopuszczalnej wartości na częstotliwości roboczej nadajnika. Dewiację zmniejsza się w VFO tyle razy, ilekrotnie powielana jest potem częstotliwość VFO w układzie nadajnika.

Warunkiem prawidłowej emisji NBFM jest dokładne dostrojenie wszystkich stopni nadajnika (na odstrojonym zboczu krzywej rezonansu powstaje szkodliwa modulacja amplitudy) oraz bardzo starannie zabezpieczona neutralizacja.

Prąd antenowy przy modulacji nadajnika systemem NBFM powinien mieć zawsze wartość stałą i niezależną od dewiacji.

8. MODULACJA JEDNOWSTĘGOWA Z WYTŁUMIONĄ FALĄ NOŚNĄ (SSB—A3a)

Jednowstęgowy system modulacji stosowany jest od dawna w technice telekomunikacji przewodowej (urządzenia nośnej telefonii wielokrotnej). W porównaniu do modulacji A3 zapewnia on poważną, bo 50-procentową oszczędność szerokości widma częstotliwości zajmowanego przez urządzenie nadawcze. Wzrastający tłok na pasmach zachęcił krótkofalowców całego świata do wykorzystania tego rodzaju modulacji także w radiokomunikacji amatorskiej.

Modulacja jednowstęgowa z wytłumioną falą nośną daje następujące korzyści:

— emisja SSB zajmuje połowę pasma prawidłowej emisji A3,

— ogólna sprawność łączności (nadawanie — odbiór) zwiększa się o 9 dB w stosunku do emisji A3,

— brak zakłóceń interferencyjnych (gwizdów),

— mały wpływ zakłócający na odbiorniki telewizyjne,

— lepsze wykorzystanie lamp nadajnika oraz mocy zasilacza,

— mały wpływ zaniku selektywnego,

— mała moc modulatora i wzmacniacza sterującego PA,

— łatwe wykorzystanie nadajnika SSB także do pracy emisją A1 i A3,

— możliwość wykorzystania nadajnika SSB do odbioru emisji A1 i A3 nawet z poprawą jakości sygnałów.

Wszystkie te — poważne skądinąd — zalety modulacji SSB okupione są:

— stosunkowo bardzo złożoną konstrukcją układu nadawczego SSB, wymagającą stosowania kosztownych i precyzyjnych elementów składowych o dużej stabilności,

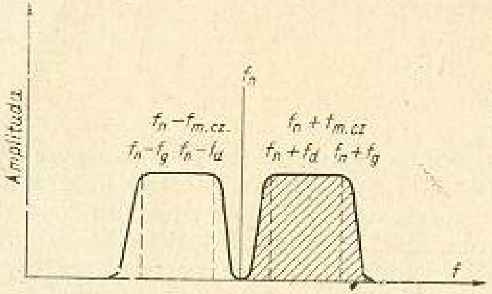
— koniecznością stosowania liniowego wzmacniacza mocy pracującego w klasach A, AB lub B,

— koniecznością dobudowania do odbiornika specjalnego detektora iloczynowego (product detector).

Jak zatem z tego porównania widać, lepiej zaopatrzeni w sprzęt i bardziej doświadczeni amatorzy powinni bezwzględnie rozwijać ten nowoczesny system modulacji nadajników; daje on w pracy szczególnie Dx-owej wiele korzyści i satysfakcji.

Zasada modulacji jednowstęgowej jest prosta. Rys. 8-1 przedstawia widmo częstotliwości dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Po obu stronach fali nośnej f_n rozmieszczone są symetrycznie dwie wstęgi boczne. Szerokość każdej z nich odpowiada pasmu $f_d + f_g$ ($300 \div 3000$ Hz) aku-

stycznych częstotliwości modulujących. Z urządzenia nadawczego SSB wysyłana jest tylko jedna z wstęg bocznych: dolna lub górna. Przyjęto umownie wysyłać wstęgę dolną na zakresach częstotliwości poniżej 10 MHz, a górną powyżej 10 MHz. Dla przeniesienia informacji w zupełności wystarcza sama wstęga boczna; fala nośna konieczna jest tylko dla powstawania modulacji, natomiast w przenoszeniu staje się zbędna.



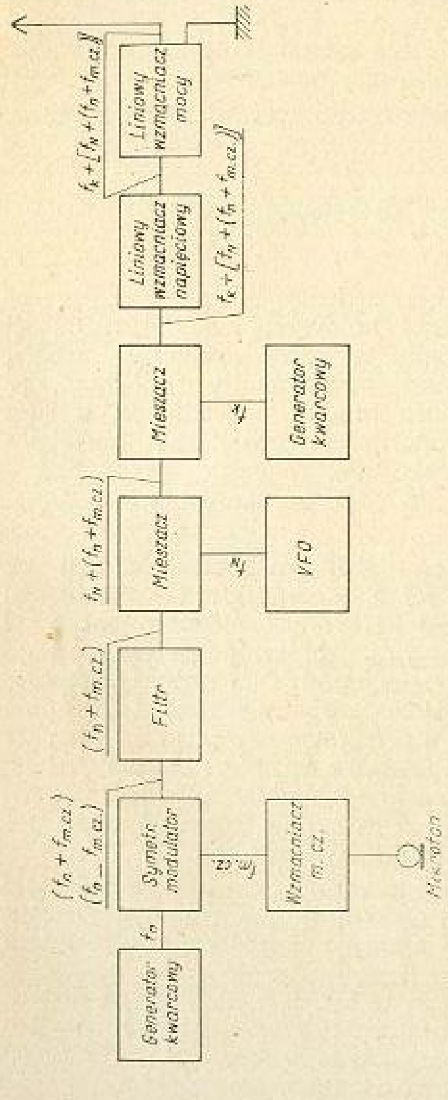
Rys. 8-1. Widmo częstotliwości dwuwstęgowej modulacji amplitudy

W rezultacie — miejsce zajmowane w pasmie zmniejsza się, a i urządzenie odbiorcze może mieć węższy kanał przenoszenia (większą selektywność). Brakującą falę nośną, niezbędną z kolei w procesie demodulacji, odtwarza się w odbiorniku za pomocą lokalnego generatora (BFO). Ponieważ w amatorskich odbiornikach nie przeprowadza się synchronizacji częstotliwości generatora pomocniczego częstotliwością tłumionej fali nośnej, staje się możliwe maksymalne wytłumienie fali nośnej poniżej — 70 dB. Brak emitowanej fali nośnej zapewnia eliminację zakłóceń typu interferencyjnego od sygnałów sąsiednich stacji.

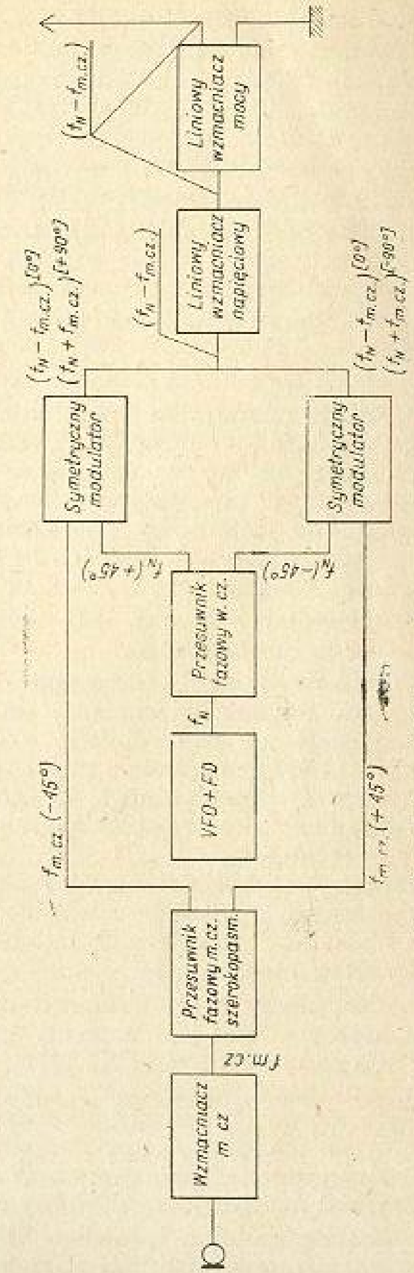
Wykorzystując tylko jedną boczną wstęgę można teraz przeznaczyć dla niej całą użyteczną moc końcowego stopnia nadajnika. Z prostego porównania z mocą zawartą we wstęgach bocznych i fali nośnej przy modulacji amplitudy A3 (50% — fala nośna, po 25% każda wstęga boczna) widać, że możliwe jest czterokrotnie większe wykorzystanie mocy użytecznej nadajnika. Dodając do tego 3 dB zysku wynikłego ze zwężenia wstęgi w odbiorniku uzyskuje się podane poprzednio zwiększenie efektywności emisji, równe 9 dB. Zysk to bardzo poważny; na przykład nadajnik 100 W z modulacją SSB równoważny jest nadajnikowi mocy 800 W, w którym stosuje się normalną modulację A3.

Przy odbiorze SSB mogą być pominięte zniekształcenia fazowe spowodowane selektywnym zanikiem. Sygnał ulega tylko wahaniom natężenia i upodabnia się do sygnału telegraficznego.

Zakłócenia atmosferyczne i przemysłowe są mniej dokuczliwe ze względu na dwukrotne zwężenie wstęgi selektywności urządzenia odbiorczego. W związku ze stosowaniem we wzmacniaczu mocy nadajnika SSB wyłącznie układów o bardzo dużej liniowości charakterystyki amplitudy, zmniejsza się znacznie możliwość powstania zakłóceń w sąsiednich odbiornikach telewizyjnych. Także moc wzbudzenia PA jest bardzo niewielka przy stosowaniu wzmacniaczy liniowych; np. tetrodę dużej mocy typu 813 wysterowuje z powodzeniem pentoda głośnikowa EL 84. Stosowanie wzmacniaczy liniowych pogarsza nieco sprawność energetyczną nadajnika, a poza tym wzmacniacze te są również bardziej skłonne do wzbudzenia. Konieczna jest tu staranna neutralizacja, szczególnie w stopniu wzmacniacza mocy.



Rys. 8-2. Schemat blokowy filtrowego systemu SSB



Rys. 8-3. Schemat blokowy fazowego systemu SSB

W układach SSB wytłumienia niepożądanej wstęgi bocznej oraz fali nośnej dokonuje się w stopniach pracujących na niskim poziomie mocy. Tam formuje się sygnał jednowstęgowy i jako produkt emisji wzmacnia się go w stopniach o dużej liniowości, w których oczywiście nie następuje już powielanie częstotliwości.

W systemie SSB przyjęte jest wytłumianie wstęgi bocznej co najmniej do -30 dB. Należy jednak dążyć do uzyskania większych wartości, a to rzędu $-40 \div 45$ dB. W praktyce łatwo to zresztą osiągnąć w prostych systemach fazowych SSB.

Przy modulacji SSB wymagane jest też właściwe ograniczenie pasma częstotliwości akustycznych do zakresu $300 \div 3000$ Hz.

Nadajnik SSB składa się w zasadzie z trzech zasadniczych zespołów, a mianowicie:

— układu generacyjnego SSB,

— układu mieszacza częstotliwości (uzyskanie częstotliwości roboczej),

— liniowych stopni końcowych.

Zasilacz nadajnika powinien zapewnić bardzo dużą stałość dostarczanego napięcia. W przypadku wzmacniaczy liniowych klasy A trudności konstrukcyjne nie występują ze względu na stałe obciążenie źródła. Natomiast w pozostałych klasach pracy wzmacniaczy liniowych, ze względu na impulsowy charakter poboru prądu, niezbędne są układy zasilające o dużej stabilności i małej oporności wewnętrznej (duże pojemności kondensatorów filtru wygładzającego).

Prawidłowy sygnał SSB uzyskuje się przy wykorzystaniu systemu filtrowego lub fazowego.

Blokowy układ filtrowego systemu SSB uwidoczniony jest na rys. 8-2. Sygnał pomocniczej fali nośnej f_n z generatora kwarcowego pracującego na częstotliwości około 500 kHz doprowadzony jest wraz z akustycznym sygnałem modulującym $f_{m.cz.}$ ze wzmacniacza m.cz. do modulatora symetrycznego, w którym pomocnicza fala nośna f_n zostaje wytłumiona. Na wyjściu modulatora otrzymuje się więc tylko obie wstęgi boczne: $f_n - f_{m.cz.}$ i $f_n + f_{m.cz.}$ Filtr środkowo-przepustowy (zwykle kwarcowy) o bardzo ostro opadających krawędziach wytłumia wstęgę niepożądaną, a przepuszcza tylko użyteczną. Ponieważ filtr jest zestrojony na stałe, pozycję wytłumionej wstęgi ustala się przez dobranie pomocniczej częstotliwości nośnej z generatora kwarcowego.

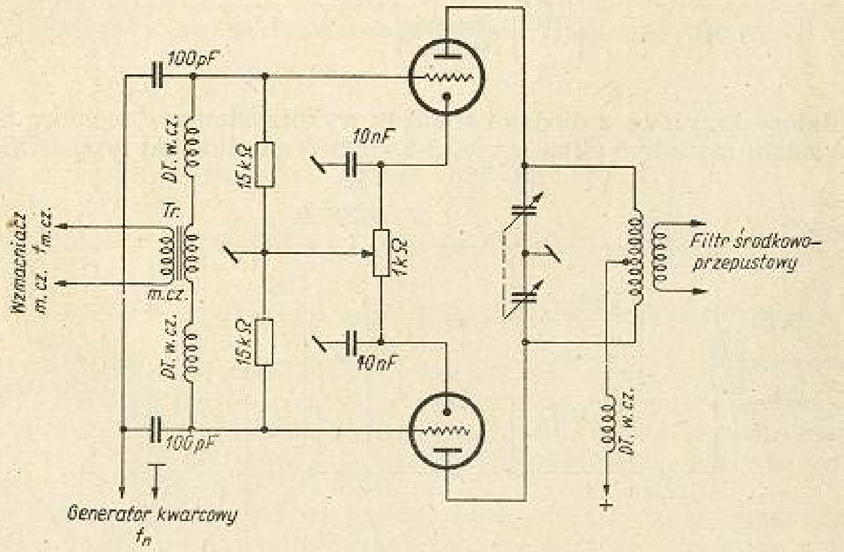
Otrzymany sygnał doprowadza się do układu mieszającego, gdzie też doprowadzane jest napięcie z VFO. Otrzymuje się sygnał użyteczny zwykle na częstotliwości 3,5 MHz, który albo już bezpośrednio się wzmacnia w układzie wzmacniaczy liniowych i doprowadza do anteny, albo też miesza się go po raz drugi w następnym mieszaczu, do którego doprowadza się napięcie o odpowiedniej częstotliwości z przełączanego pasmowego generatora kwarcowego. W wyniku drugiego mieszania otrzymuje się sygnał użyteczny na dowolnym wyższym pasmie amatorskim.

Zasadę systemu fazowego SSB ilustruje układ na rys. 8-3. System ten jest nieco prostszy od poprzedniego i nie wymaga stosowania kosztownego filtru kwarcowego. Pomocnicza częstotliwość nośna generatora kwarcowego lub VFO doprowadzana jest do przesuwnika fazowego, na którego wyjściu otrzymuje się dwie składowe przesunięte względem siebie o 90°. Podobnie też wstęga sygnału akustycznego ze wstępnego

wzmacniacza m.cz. doprowadzana zostaje do szerokopasmowego przesuwnika fazowego m.cz., na którego wyjściu pojawiają się dwie składowe przesunięte o 90°. Z kolei te cztery sygnały doprowadza się do dwóch modulatorów symetrycznych. Każda ze składowych akustycznych miesza się z odpowiednio przesuniętą w fazie częstotliwością nośną. W rezultacie obie składowe fali nośnej znoszą się w modulatorach i na wyjściu ich otrzymuje się po dwie składowe wstęg bocznych. Dwie z nich są w fazie zgodne, dwie zaś przesunięte o 180°. Ostatecznie na wejściu liniowego wzmacniacza wstępnego pojawi się wyłącznie wstęga zgodna w fazie. Wybór wstęgi dolnej lub górnej uzależniony jest od sposobu podłączenia wyjścia szerokopasmowego przesuwnika fazowego m.cz.

Falę nośną uzyskuje się w normalnym VFO, za którym włączone są stopnie powielające częstotliwość, tak że układ przesuwnika w.cz. i modulatory steruje się już częstotliwością roboczą nadajnika. Zmiany częstotliwości za modulatorami są oczywiście także możliwe, konieczne jest jednak wtedy stosowanie dodatkowego układu mieszającego z pomocniczym generatorem.

Ważną rolę odgrywają w układach SSB modulatory symetryczne. Przykład praktycznego rozwiązania układu modulatora symetrycznego z podwójną triodą przedstawiony jest na rys. 8-4. W układzie tym wy-

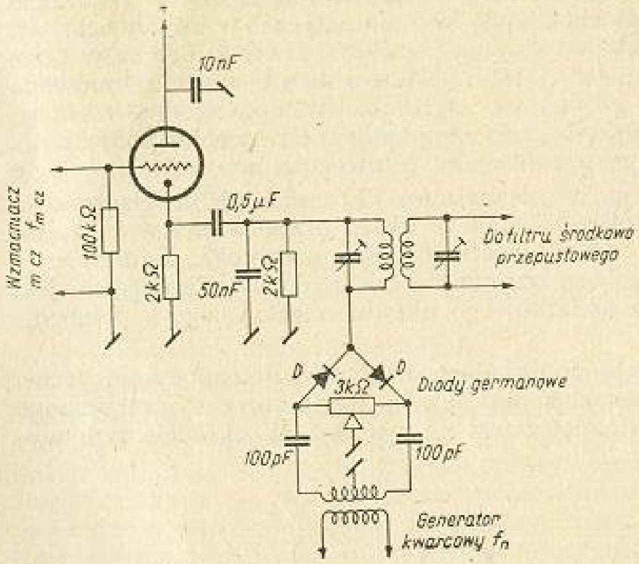


Rys. 8-4. Modulator symetryczny z podwójną triodą

korzystuje się idealnie wyrównane triody, na siatki których doprowadza się symetrycznie sygnał $f_{m.cz.}$, a równolegle sygnał fali nośnej f_n. Dzięki symetrii obwodu anodowego znosi się fala nośna, a pozostają wstęgi boczne. Dokładne wytłumienie fali nośnej następuje po dostrojeniu za pomocą potencjometru 1 kΩ.

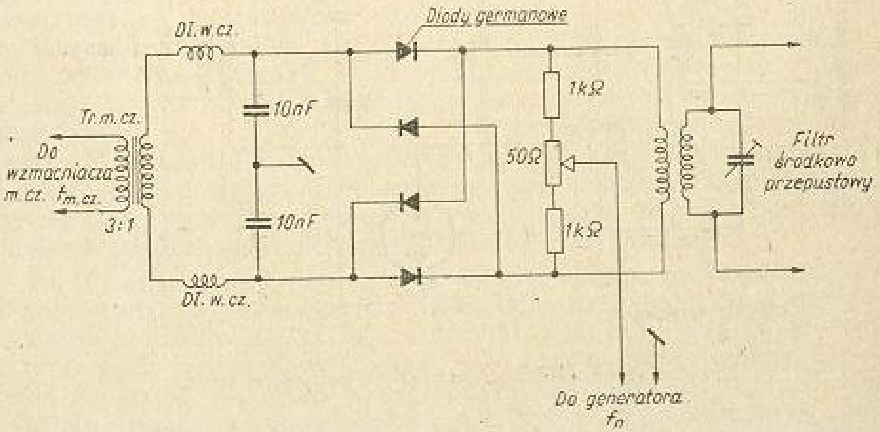
W innych układach modulatorów symetrycznych stosuje się diody, najczęściej germanowe. Wada tych układów polega na konieczności przyłączania ich do obwodów o niewielkich opornościach wyjściowych,

co wymaga zastosowania transformatorów o przekładni obniżającej lub wtórnika katodowego. W układzie z rys. 8-5 zastosowane są dwie diody germanowe i wtórnik katodowy jako transformator oporności. Również



Rys. 8-5. Modulator symetryczny z elementami diodowymi

modulatory krzyżowe z diodami znalazły wykorzystanie w technice SSB. Przykładem może być układ z rys. 8-6 z czterema diodami typu DOG 50.

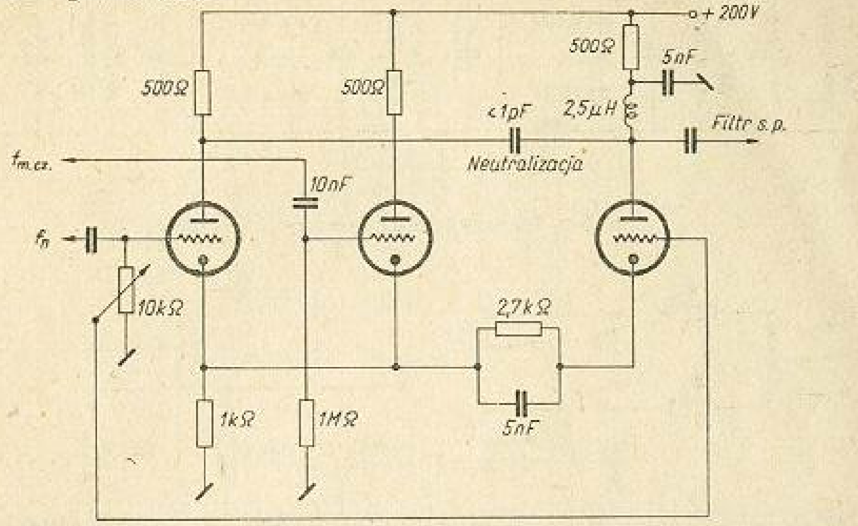


Rys. 8-6. Modulator krzyżowy SSB

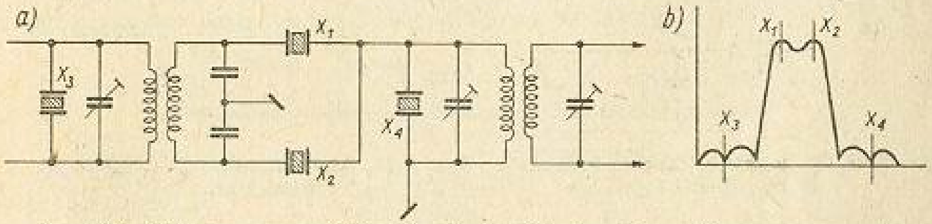
Spotykane są także modulatory (opracowane przez amerykanina W2CSY), które można sterować niesymetrycznie. W układzie z rys. 8-7 użyte są trzy triody. Wytłumienie fali nośnej reguluje się potencjometrem 10 kΩ.

Stosowane w systemie filtrowym SSB filtry o ostrych krawędziach charakterystyki przepustowej zawierają przeważnie elementy kwarcowe

(rys. 8-8a). Dla uzyskania charakterystyki przenoszenia przedstawionej na rys. 8-8b wykorzystuje się zwykle co najmniej 4 kwarce. Odstęp częstotliwościowy pomiędzy kwarcami dobiera się tak, aby był równy 0,8 szerokości pasma $f_{m.cz.}$.



Rys. 8-7. Modulator o sterowaniu niesymetrycznym (wg W2CSY)



Rys. 8-8. Filtr kwarcowy SSB: a) schemat; b) charakterystyka przenoszenia

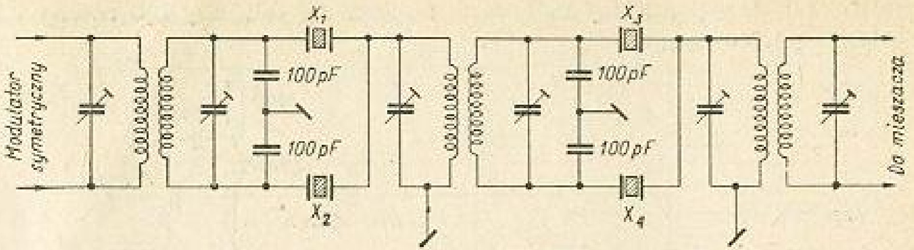
Inny układ filtru kwarcowego widoczny jest na rys. 8-9.

W filtrach SSB wykorzystuje się także elementy magnetostrykcyjne (z wyjątkiem złożonych i trudnych do wykonania w warunkach amatorskich filtrów *LC* stosowanych w układach o stosunkowo małych częstotliwościach nośnych (około 20 kHz).

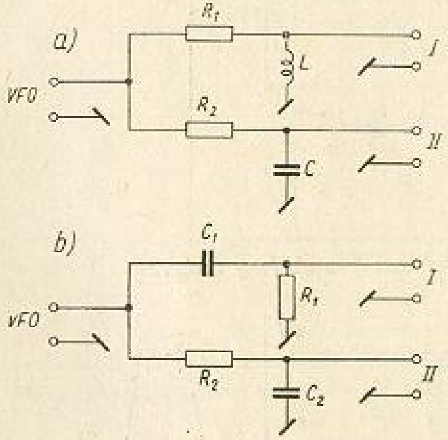
W systemach fazowych szczególne znaczenie mają przesuwniki fazowe w.cz. i akustyczne przesuwniki szerokopasmowe. Pierwsze z nich przedstawione są przykładowo na rys. 8-10. Są nimi układy *LC* lub *RC*, przy czym te ostatnie wykazują mniejszą zależność od częstotliwości roboczej współpracującego z przesuwnikiem generatora VFO.

Bardziej złożone i kłopotliwe w doborze elementów (wymagana dokładność przesunięcia fazowego 1° w całym pasmie częstotliwości modulacyjnych m.cz.) są szerokopasmowe przesuwniki fazowe m.cz. Przykład takiego przesuwnika zilustrowany jest schematycznie na rys. 8-11. Zastosowano w nim elementy *RC*. Spotykane są także przesuwniki o układzie lampowym, niekiedy dość złożone.

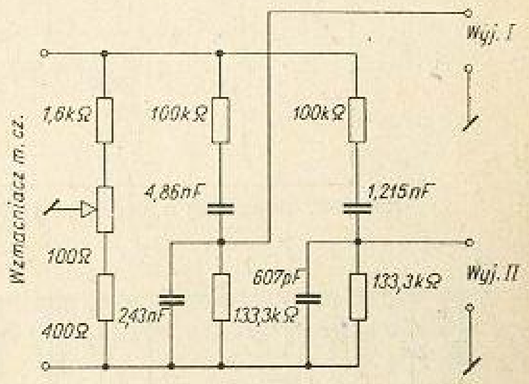
W praktycznym układzie mieszacza pasmowego (konwertera) z rys. 8-12 zastosowano popularną tetrodę strumieniową typu 807. Na-



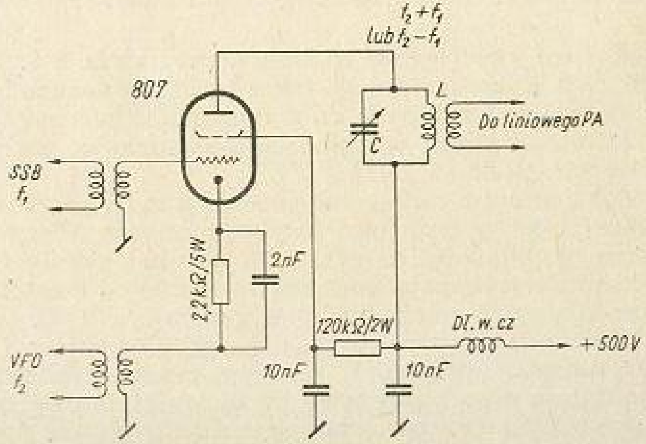
Rys. 8-9. Złożony wielokwarcowy filtr SSB



Rys. 8-10. Przesuwniki fazowe w.cz.: a) LC; b) RC



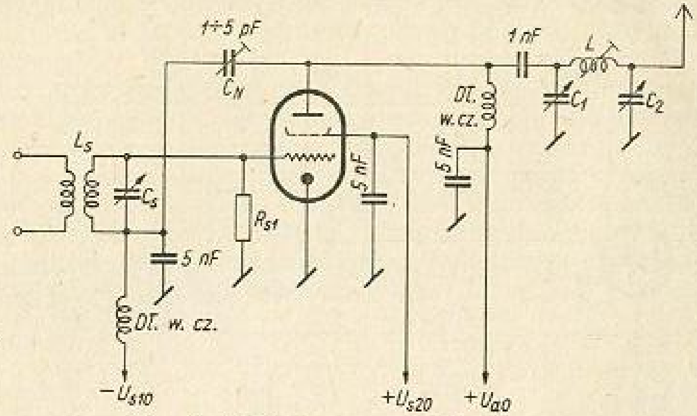
Rys. 8-11. Szerokopasmowy przesuwnik fazowy m.cz.



Rys. 8-12. Konwerter pasmowy

pięcie z układu SSB doprowadzone jest do obwodu siatki sterującej, a napięcie z VFO — do obwodu katody.

Liniowy wzmacniacz mocy pracuje najczęściej w jednej z podanych poprzednio klas w układzie z rys. 8-13, przy czym dla klasy B nie jest



Rys. 8-13. Liniowy wzmacniacz mocy

konieczne stosowanie układu przeciwsobnego. Obwód neutralizacji jest nieodzowny, a to ze względu na podatność tych układów do oscylacji w układzie TPTG. Parametry najpospolitszych lamp stosowanych we wzmacniaczach liniowych SSB podane są w tablicy 8-1.

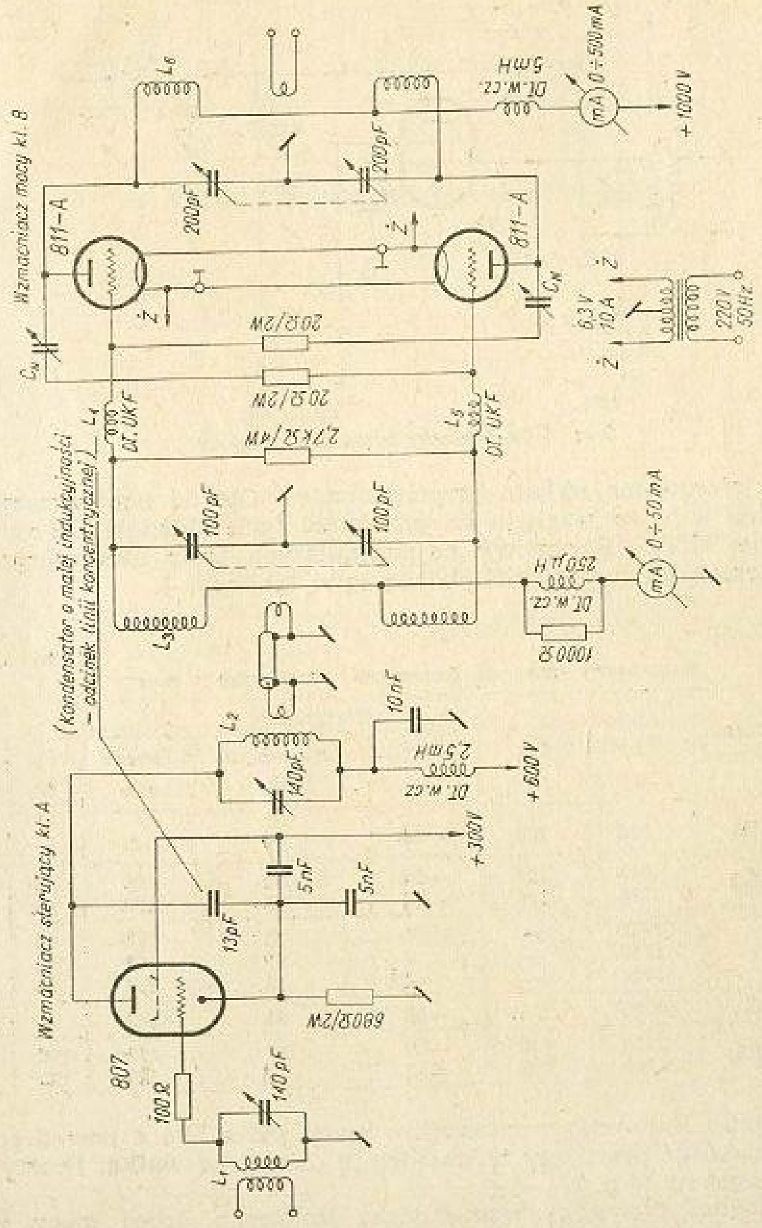
Tablica 8-1

Parametry lamp do liniowych wzmacniaczy mocy

Typ lampy	Klasa pracy	Parametry						
		U_{a0} V	U_{s20} V	U_{s10} V	I_{a0} spoczynk mA	I_{a0max} mA	P_a W	P_u W
2E 26	AB1	500	200	—25	9	15	—	15
807	AB2	600 750	300 300	—30 —32	30 26	100 120	25 30	40 60
811	B	1000 1250 1500	— — —	0 0 —4,5	22 27 16	175 175 157	65 65 65	124 155 170
813	AB1	2500	750	—95	25	145	—	245
	AB2	2250 2500	750 750	—90 —95	23 18	158 180	100 125	258 325

W stopniu liniowego wzmacniacza mocy może być z powodzeniem użyty wzmacniacz pracujący w układzie z uziemioną siatką. Prosty ten układ jest opisany w p. 2.

Przykładem typowego wzmacniacza liniowego dużej mocy wraz z liniowym wzmacniaczem sterującym może być układ z rys. 8-14. Wykorzystana jest w nim tetroda strumieniowa typu 807 pracująca w pojedynczej klasie A jako wzmacniacz sterujący oraz sprzężony z nią za pomocą odcinka linii koncentrycznej liniowy wzmacniacz mocy klasy B przeciwsobnej z popularnymi triodami typu 811. Wzmacniacz dostarcza



Rys. 8-14. Liniowy wzmacniacz sterujący i wzmacniacz mocy

maksymalnej mocy użytecznej około 200 W przy napięciu anodowym rzędu 1 kV. Do neutralizacji stopnia wyjściowego służą małe płytkowe kondensatory zmienne. Wymaganą dużą liniowość wzmacniaczy osiąga się przez odpowiednie dopasowanie obciążeń obwodów anodowych i oczywiście przez prawidłowe zestrojenie obwodów. Dopasowanie umożliwiają cewki sprzęgające i odcinek linii koncentrycznej. Kondensator C_z oraz cewki L_4 i L_5 służą do usunięcia pasożytniczych oscylacji z układu wzmacniacza.

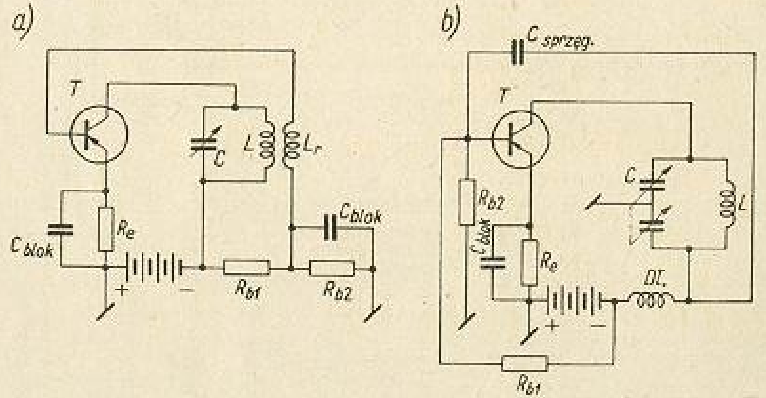
Bardzo często nadajnik SSB zaopatruje się w urządzenie automatycznej manipulacji (BK) głosem operatora. Po prostu napięcie modulujące m.cz. z wyjścia wstępnego wzmacniacza m.cz. po wyprostowaniu włącza przez przekaźnik zasilanie PA. Do opóźnienia wyłączenia przewidziany jest odpowiedni układ RC, tak że w przerwach pomiędzy słowami nie ma przerwy w pracy nadajnika. Urządzenie takie zapewnia dużą wygodę w użytkowaniu każdego nadajnika fonicznego, a przede wszystkim nadajników pracujących w systemie SSB.

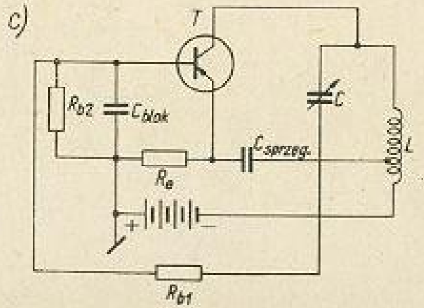
9. KRÓTKOFALOWE NADAJNIKI TRANZYSTOROWE

9.1. Uwagi ogólne

Działanie generatorów z tranzystorami warstwowymi — podobnie jak działanie generatorów lampowych — oparte jest na zasadzie dodatniego sprzężenia zwrotnego. W generatorze tranzystorowym część mocy obwodu wejściowego zostaje ponownie do niego doprowadzona, w wyniku czego powstają oscylacje ciągłe. Sprzężenie zwrotne oparte jest na przekazywaniu mocy, a nie napięcia. Sprzężenie napięciowe jest typowe tylko dla generatorów lampowych.

Poprawna praca tranzystora w generatorze w.cz. (wzmacniaczu w.cz.) zależy od jego częstotliwości granicznej. Jako częstotliwość graniczną





Rys. 9-1. Tranzystorowe generatory samowzbudne w układzie ze wspólnym emiterem: a) ze sprzężeniem transformatorowym; b) z dzielnikiem pojemnościowym; c) z dzielnikiem indukcyjnym

przyjmuje się taką częstotliwość, przy której współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora ulega zmniejszeniu o 30% wartości tego współczynnika dla częstotliwości akustycznych. Dodatkowym czynnikiem

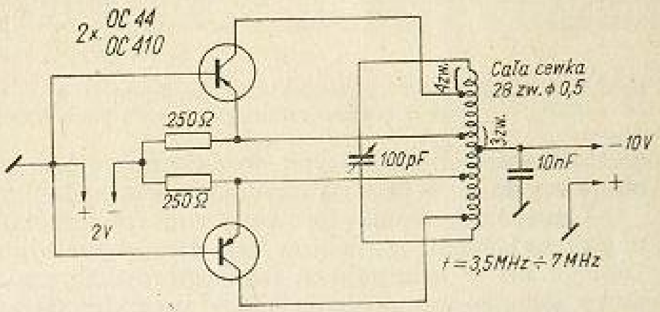
wpływającym na pracę tranzystora w zakresie wielkiej częstotliwości jest pojemność kolektora, oraz tzw. zewnętrzna oporność bazy. W dobrym tranzystorze w.cz. obie te wielkości powinny być możliwie małe. Praca generatorów i wzmacniaczy w.cz. poza częstotliwością graniczną tranzystora przebiega ze znacznie zmniejszoną sprawnością i dlatego w nadajnikach krótkofalowych stosuje się takie typy tranzystorów w.cz., aby móc pracować na częstotliwościach mniejszych od f_{gr}.

Schematy generatorów z trzema zasadniczymi rodzajami dzielników sprzężenia zwrotnego uwidocznione są na rys. 9-1. Tranzystor warstwowy pracuje tu (jak zresztą i w układach wzmacniających małej oraz wielkiej częstotliwości nowoczesnych urządzeń tranzystorowych) w układzie ze wspólnym emiterem. Zapewnia to największe wzmocnienie mocy przy stosunkowo dużych i zbliżonych do siebie wartościach oporności wejściowej i wyjściowej.

W układzie wspólnej bazy tranzystor wykazuje bardzo małą oporność wejściową, przy znacznej oporności wyjściowej i zapewnia poprawną pracę w szerszym pasmie częstotliwości niż układ ze wspólnym emiterem. Ostatnio jednak w związku z rozwojem techniki tranzystorowej i pojawieniem się tranzystorów warstwowych o dużej częstotliwości granicznej (tranzystory dyfuzyjne produkcji radzieckiej typu П 401, П 402, П 403 o częstotliwości granicznej 30 MHz, 60 MHz, 120 MHz) stosowanie układów ze wspólną bazą, szczególnie w odniesieniu do wzmacniaczy w.cz., zanika na korzyść układu ze wspólnym emiterem, który łatwiej spełnia warunki obustronnego dopasowania.

W układzie generatora ze sprzężeniem transformatorowym (rys. 9-1a) odwrócenie fazy następuje dzięki odpowiednio włączonemu uzwojeniu L_R. Sprzężenie można regulować zmianą wzajemnej odległości między cewkami. Częstotliwość drgań generatora ustalają elementy obwodu drgań LC. W pozostałych układach odpowiednie sprzężenie uzyskuje się przez dobranie bądź stosunku pojemności (rys. 9-1b), bądź też odczepu na autotransformatorze (rys. 9-1c). We wszystkich układach baza tranzystora jest polaryzowana przez dzielnik oporowy R_{b1}, R_{b2} ustalający odpowiedni punkt pracy tranzystora.

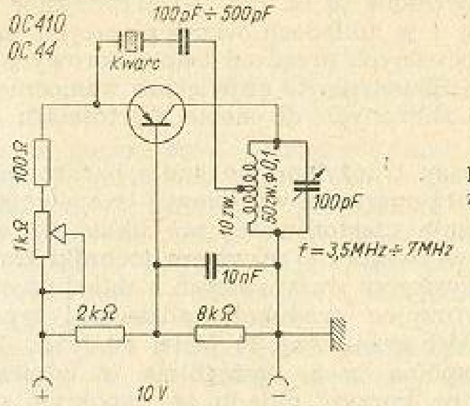
Samowzbudny generator przeciwsobny pracujący w układzie wspólnej bazy (rys. 9-2) daje wprawdzie większą moc użyteczną, lecz wymaga



Rys. 9-2. Przeciwsobny tranzystorowy generator samowzbudny

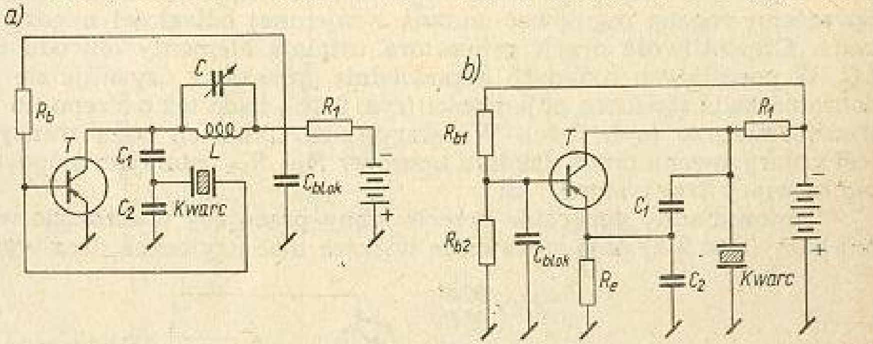
idealnego dobrania pary tranzystorów. Ze względu na znaczny rozrzut parametrów poszczególnych tranzystorów, nawet tego samego typu, dobór ten nie jest łatwy. Różne przesunięcia fazowe powstające w każdym z tranzystorów powodują zmniejszenie mocy w.cz. często już w zakresie poniżej f_{gr}. Generator z rys. 9-2 może dostarczyć przy częstotliwości 3,5 MHz mocy około 80 mW.

Generatory tranzystorowe pracujące w układach samowzbudnych cechuje mała stabilność częstotliwości i amplitudy. Przyczyną tego jest podatność tranzystora na takie czynniki, jak temperatura i napięcie zasilające. Szczególnie trudna jest kompensacja wpływu zmian temperatury, występujących nie tylko wskutek wahania temperatury otoczenia, lecz także wskutek zmian amplitudy drgań (zmiany mocy traconej w tranzystorze). Dlatego w nadajnikach tranzystorowych z reguły stosuje się generatory stabilizowane elektromechanicznie płytką kwarcową. Sche-



Rys. 9-3. Generator tranzystorowy ze stabilizacją kwarcową

maty takich generatorów w układzie ze wspólnym emiterem przedstawione są na rys. 9-4, a w układzie ze wspólną bazą — na rys. 9-3. Generatory tranzystorowe w układzie ze wspólną bazą umożliwiają pracę na



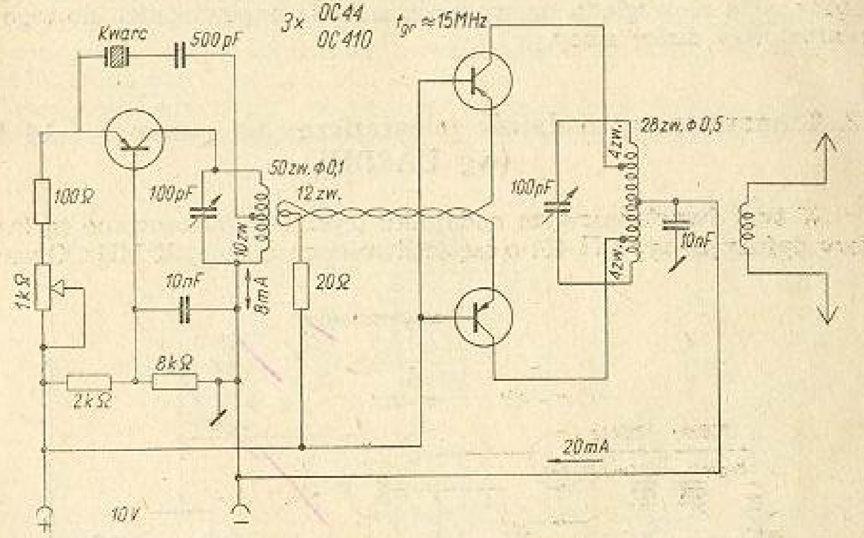
Rys. 9-4. Generatory kwarcowe z tranzystorami: a) z dodatkową indukcyjnością; b) z wykorzystaniem kwarcu jako indukcyjności

częstotliwościach zbliżonych do f_{gr} tranzystora, a nawet ze sprawnością obniżoną do 40 ÷ 50% na częstotliwościach dwukrotnie większych od f_{gr}.

Generatory tranzystorowe dostarczają stosunkowo niewielkiej mocy użytecznej, rzędu miliwatów (np. tranzystor typu OC 44 — do 50 mW). Dlatego też w nadajnikach tranzystorowych z zasady stosuje się dodatkowe stopnie wzmocnienia mocy w.cz. (w układach pojedynczych lub przeciwsobnych) z tranzystorami o dużej częstotliwości granicznej. Wzmacniacze w.cz. pracują w przypadku gorszych tranzystorów w układach ze wspólną bazą, a w przypadku lepszych — w układach ze wspólnym emiterem.

Moc użyteczną, jaką można uzyskać ze wzmacniacza tranzystorowego w.cz., ogranicza głównie wzrost temperatury styku tranzystora warstwowego. Ponieważ maksymalna dopuszczalna temperatura styku tranzystora nie przekracza 60 ÷ 80°C, zaleca się stosowanie przy pracy w pobliżu wartości granicznych mocy — chłodnic miedzianych zakładanych na korpus tranzystora. Telegraficzna manipulacja nadajników tranzystorowych dodatkowo sprzyja odprowadzeniu ciepła w przerwach między znakami.

W nadajniku z rys. 9-5 wykorzystany jest generator kwarcowy z rys. 9-3 w połączeniu z przeciwsobnym wzmacniaczem mocy w.cz.



Rys. 9-5. Nadajnik tranzystorowy opracowany przez DJ1ZG

Wzmacniacz mocy pracuje w układzie ze wspólną bazą, mniej wrażliwym na przesterowanie i dopuszczającym stosowanie prawie dwukrotnie większego napięcia kolektora niż w układzie ze wspólnym emiterem. Także częstotliwość graniczna układu jest odpowiednio większa. Niewielką oporność wejściową wzmacniacza dopasowuje do dużej oporności wyjściowej generatora transformator o przekładni obniżającej, z wykorzystaniem odcinka symetrycznej linii zasilającej (link).

Tranzystory pracują w klasie B, osiągając praktycznie sprawność około 60%. Moc tracona łącznie w obu tranzystorach wynosi około 100 mW, co zapewnia 120 ÷ 130 mW mocy użytecznej w.cz. na wyjściu. Wartość ta jest słuszna dla częstotliwości roboczej 3,5 MHz. Opornik 20 Ω w obwodzie emiterów stabilizuje punkt pracy tranzystorów. Oporność zewnętrzna R_{kk} między kolektorami tranzystorów wzmacniacza jest niewielka, rzędu 1 ÷ 2 kΩ. W związku z tym wyjściowy obwód strojony dołącza się poprzez odpowiednio rozmieszczone odczepy.

Obwód kolektora PA dostraja się za pomocą prostego woltomierza lampowego, mierząc wartość napięcia w.cz. na wyjściu nadajnika. Prąd kolektora stopnia końcowego osiąga płytkie minimum w chwili dostrojenia obwodu PA do częstotliwości roboczej, a także maleje, gdy włącza się obciążenie zewnętrzne.

Zasilanie nadajników tranzystorowych jest nadzwyczaj proste. Zwykle służą do tego celu niskonapięciowe baterie suche lub małe akumula-

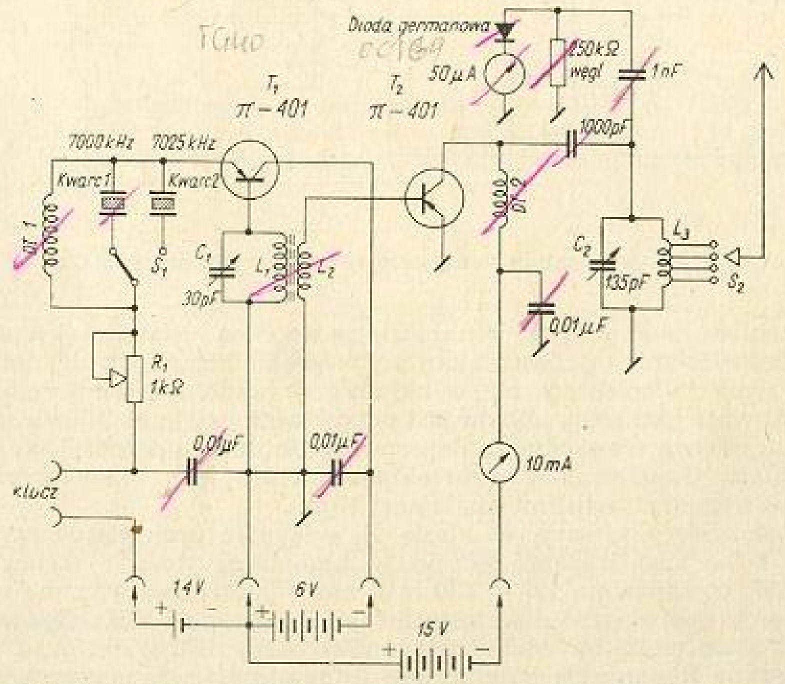
tory. Napięcia zasilające nie przekraczają 15 V, a prądy wobec niewielkiej (jak dotychczas) mocy tych nadajników są też nieznaczne.

Tranzystory wykorzystuje się także w układach modulatorów najczęściej współpracujących z nadajnikami lampowymi, głównie przenośnymi. Nadają się one przede wszystkim do modulacji w obwodach siatkowych, a w wyjątkowych przypadkach — do modulacji anodowej nadajników o małej mocy. W tym ostatnim przypadku stosuje się przeciwsobne wzmacniacze mocy m.cz. pracujące w klasie B.

Dokładniejsze omówienie modulatorów tranzystorowych wydaje się zbędne, a to ze względu na trudność nabycia odpowiednich do tego celu tranzystorów dużej mocy.

9.2. Tranzystorowy nadajnik telegraficzny na pasmo 7 i 14 MHz (wg UA3DH)

W tym dwustopniowym nadajniku (rys. 9-6) zastosowane są tranzystory dyfuzyjne typu П 401 o częstotliwości granicznej 30 MHz. Generator



Rys. 9-6. Prosty nadajnik tranzystorowy opracowany przez UA3DH

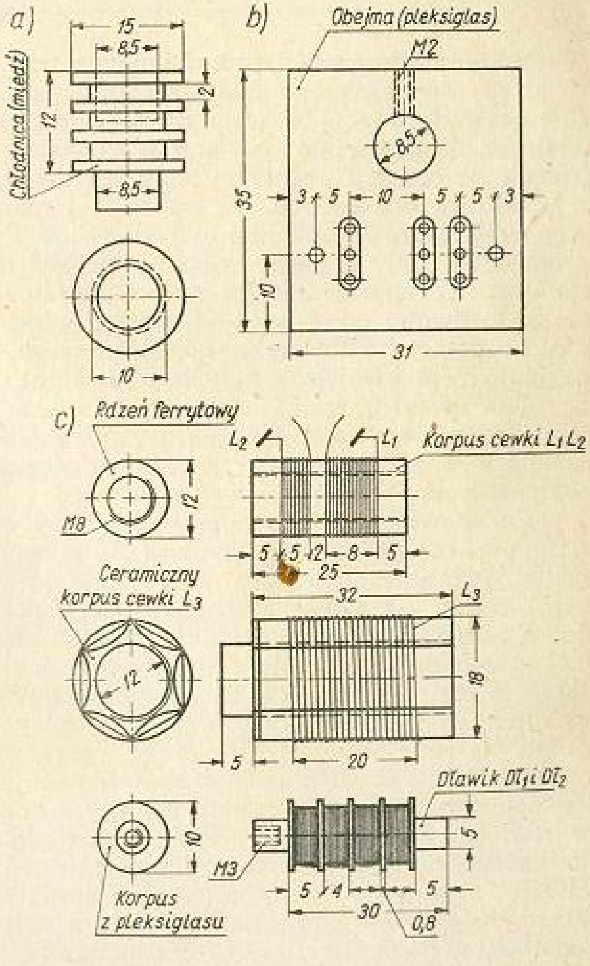
jest stabilizowany kwarcem i może być przełączany na dwie częstotliwości. Nadajnik przystosowany jest do współpracy z dowolną anteną o niesymetrycznej linii zasilającej z falą bieżącą, lub z anteną pionową ćwierćfalową. Zaleca się tu stosowanie anten kierunkowych typu rotary-beam.

Generator kwarcowy steruje następny stopień pracujący jako wzmacniacz mocy w.cz., a także jako podwajacz. Obwód strojony L_1 C_1 pracuje

na częstotliwości kwarcu. Najwłaściwsze napięcie polaryzacji pierwszego tranzystora dobiera się przy użyciu regulowanego opornika R_1. Manipulację telegraficzną przeprowadza się w obwodzie emitera generatora. Napięcie wzbudzenia PA, odbierane z osobnego uzwojenia L_2 sprzężonego z obwodem strojonym generatora, doprowadzane jest do bazy drugiego tranzystora. Stopień PA zasilany jest w układzie równoległym przez dławik $Dł_2$.

Do kontroli prądu kolektora służy miliamperomierz prądu stałego. Obwód strojony L_3 C_2 dołączony jest do obwodu kolektora poprzez kondensator oddzielający. Obwód ten dostraja się do częstotliwości 7 MHz oraz 14 MHz przez zmianę pojemności kondensatora C_2. Właściwe sprzężenie obwodu z anteną dobiera się przez przełączanie odczepów za pomocą przełącznika S_2.

Tranzystor pracujący w stopniu wzmacniacza umieszczony jest w miedzianej, żebrowanej chłodnicy. Dzięki temu obciążenie kolektora



Rys. 9-7. Szczegóły konstrukcyjne elementów nadajnika tranzystorowego z rys. 9-6: a) chłodnica; b) obejma tranzystora; c) korpusy i uzwojenia cewek i dławików

może być nieco większe od dopuszczalnego (rys. 9-7a). Cewki nawija się na korpusach według rys. 9-7c. Ilość zwojów i średnicę przewodów po-

daje tablica 9-1. Cewki L_1 i L_2 zaopatrzone są w regulowany rdzeń ferrytowy M 8. Dławiki $Dł_1$ i $Dł_2$, nawinięte na korpusach z pleksiglasu, mają uzwojenia podzielone na cztery sekcje po 200 zwojów każda.

Tablica 9-1

Dane cewek układu z rys. 9—6

Cewka	Średnica przewodu mm	Ilość zwojów —	Indukcyjność µH
L_1	0,22 Cu em.	22	8,6
L_2	0,22 Cu em.	6	1,3
L_3	0,7 Cu Ag	20	3,2
$Dł_1$ $Dł_2$	0,1 Cu em.	800	1700

Źródło zasilania nadajnika stanowią trzy baterie: 1,4 V, 6 V i 15 V.

Przy uruchamianiu nadajnika sprawdza się przede wszystkim działanie generatora przy odłączonym zasilaniu PA. Przy użyciu opornika R_1 uzyskuje się powstanie oscylacji w obwodzie L_1C_1, po czym mierzy się napięcie na cewce L_2 prostym woltomierzem diodowym i dostraja obwód do częstotliwości kwarcu. W trakcie tej manipulacji doprowadzenie do bazy tranzystora T_2 powinno być odłączone. Po dostrojeniu otrzymuje się w obwodzie L_1C_1 napięcie w.cz. o wartości około 1 V, przy czym prąd kolektora T_1 wynosi $2 \div 2{,}5$ mA. Generator może się wzbudzać także na częstotliwości odmiennej od częstotliwości kwarcu. Należy to sprawdzić za pomocą odbiornika krótkofalowego, kontrolując prawidłowość oscylacji kwarcowej (ton przy kluczowaniu).

Małe przestrojenia L_1C_1 nie powinny zrywać drgań kwarcu, natomiast znaczne odstrojenie przerywa pracę generatora. Jeśli to jednak nie nastąpi, można przyjąć jako pewnik, że generator pracuje bez stabilizacji kwarcowej na niewłaściwej częstotliwości.

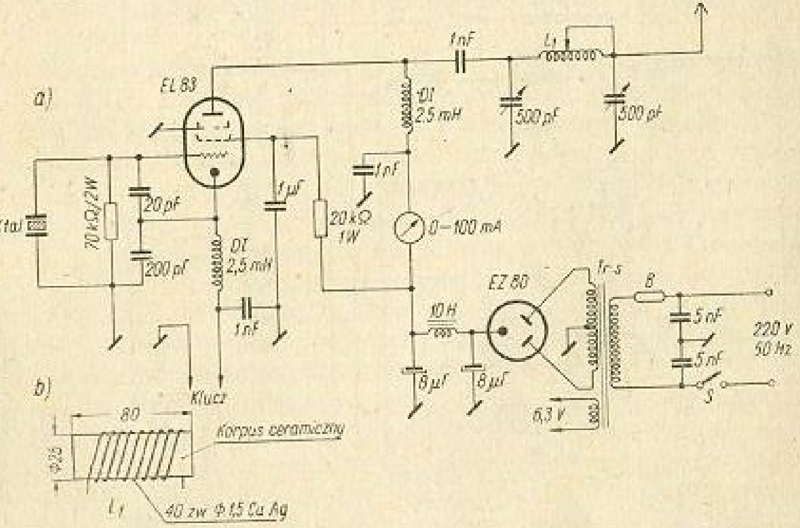
Po upewnieniu się o poprawnej pracy generatora włącza się sterowanie do obwodu bazy tranzystora T_2, a zasilanie do obwodu kolektora. Obwód wyjściowy kolektora dostraja się do żądanej częstotliwości roboczej kwarcu lub do jego drugiej harmonicznej za pomocą kondensatora C_2, regulując jednocześnie przełącznikiem S_2 sprzężenie z anteną. Przy strojeniu wykorzystuje się dla określenia rezonansu prosty wskaźnik rezonansu wykonany z diody germanowej i mikroamperomierza. Po dostrojeniu obwodu wyjściowego prąd kolektora w tranzystorze T_2 powinien wynosić najwyżej $4 \div 6$ mA (przy włączonej antenie). Większe wartości prądu kolektora mogą spowodować zniszczenie tranzystora.

Nadajnik tego typu współpracujący z dobrą anteną, szczególnie kierunkową, umożliwia w sprzyjających warunkach propagacyjnych uzyskanie zasięgu do 1000 i więcej kilometrów. Amerykański krótkofalowiec W1OGU, stosując podobny nadajnik tranzystorowy o mocy doprowadzonej około 80 mW, oraz 3-elementową antenę kierunkową, osiągnął w r. 1957 na częstotliwości 14 MHz łączność z duńskim amatorem OZ7BO, pokonując odległość 5800 km.

10. PRZYKŁADOWE ROZWIĄZANIA UKŁADU AMATORSKICH NADAJNIKÓW KRÓTKOFALOWYCH

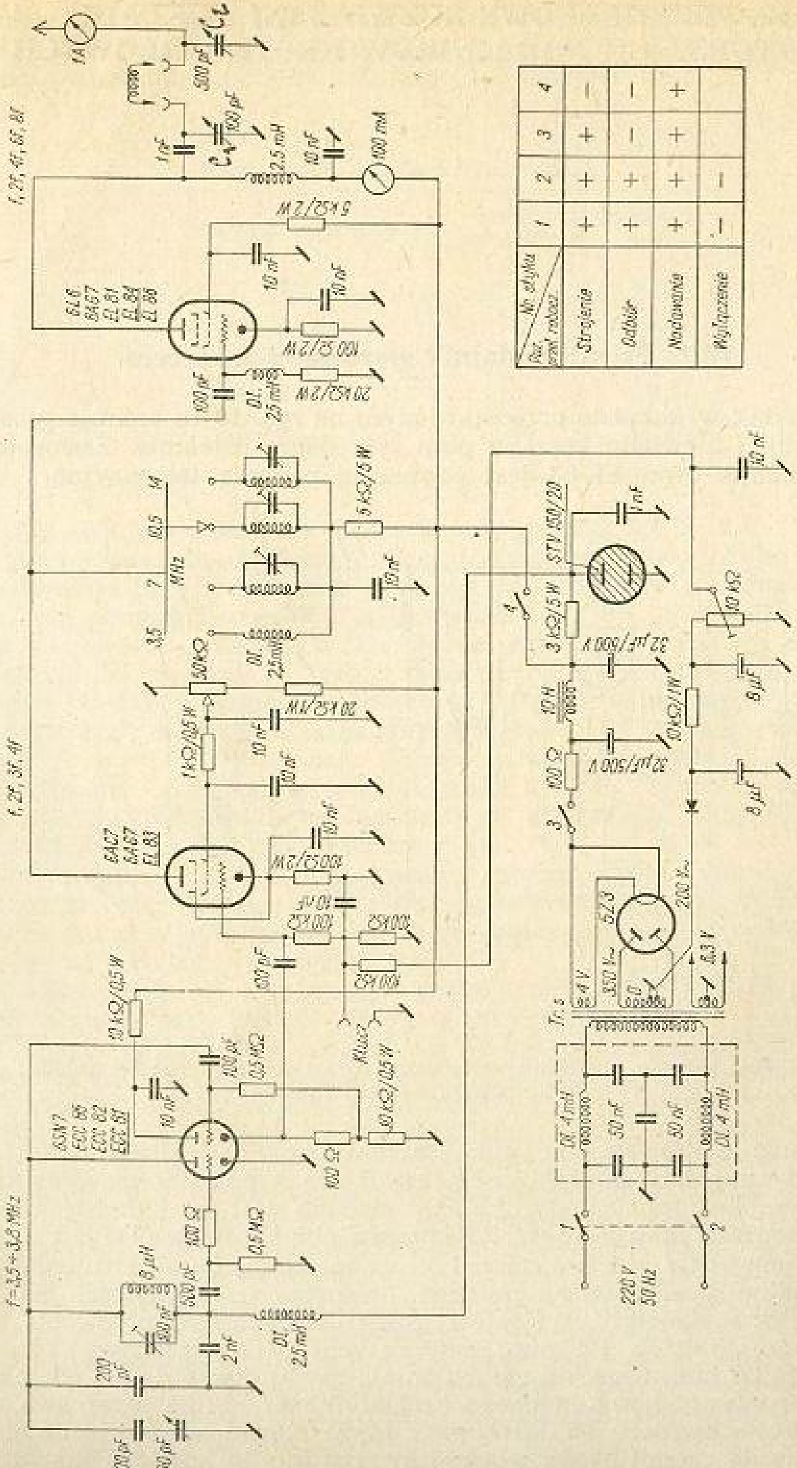
10.1. Prosty nadajnik sterowany kwarcem

Nadajnik w układzie przedstawionym na rys. 10-1a cechuje prostota konstrukcji i niewielki koszt, a poza tym dobre działanie. Zastosowana w nim lampa typu EL 83 jest popularną pentodą telewizyjną i uży-



Rys. 10-1. Prosty nadajnik sterowany kwarcem: a) schemat układu; b) konstrukcja cewki filtru

teczna moc wyjściowa nadajnika wynosi około $5 \div 10$ W. Generator pracuje w układzie ze stabilizacją kwarcową z pojemnościowym dzielnikiem w obwodzie katody. Lampa zasilana jest w układzie równoległym poprzez dławik w.cz. Pojedynczy obwód strojony typu π pracuje w obwodzie anodowym, przy czym elementami strojeniowymi są normalne kondensatory zmienne odbiorcze o pojemności 500 pF. Cewkę filtru stanowi 40 zwojów gołego srebrzonego przewodu miedzianego o średnicy 1,5 mm, nawiniętych na ceramicznym korpusie o średnicy 25 mm. Częściowego zwierania cewki dokonuje się odcinkiem giętkiego przewodu zakończonego krokodylkiem. Płytka kwarcowa pracuje z częstotliwością 3,5 MHz, przy czym obwód anodowy może być dostrojony do częstotliwości własnej kwarcu lub do jego drugiej harmonicznej, co umożliwia pracę w pasmie 7 MHz. Kluczowanie tego prostego



Rodz. pracy \ Nr styku	1	2	3	4
Strojenie	+	+	+	—
Odbiór	+	+	—	—
Nadawanie	+	+	+	+
Wyłączenie	—	—		

Rys. 10-2. Nowoczesny nadajnik o mocy 15 W opracowany przez SP5AY

nadajnika odbywa się w obwodzie katody. Do pomiaru prądu anodowego (jego składowej stałej) służy miliamperomierz włączony w obwód zasilania. Ułatwia to właściwe dostrojenie filtru π do częstotliwości kwarcu. Nadajnik może współpracować w zasadzie z dowolną anteną zasilaną niesymetrycznie. Na czas strojenia należy włączyć w szereg z anteną amperomierz z termoelementem lub żarówkę. Dostrojenie uzyskuje się przy minimum prądu anodowego, a przy jednoczesnym maksimum prądu w antenie. Nadajnik zasilany jest z konwencjonalnego prostownika sieciowego z lampą prostowniczą typu EZ 80. Anodowe napięcie zasilające wynosi 350 V.

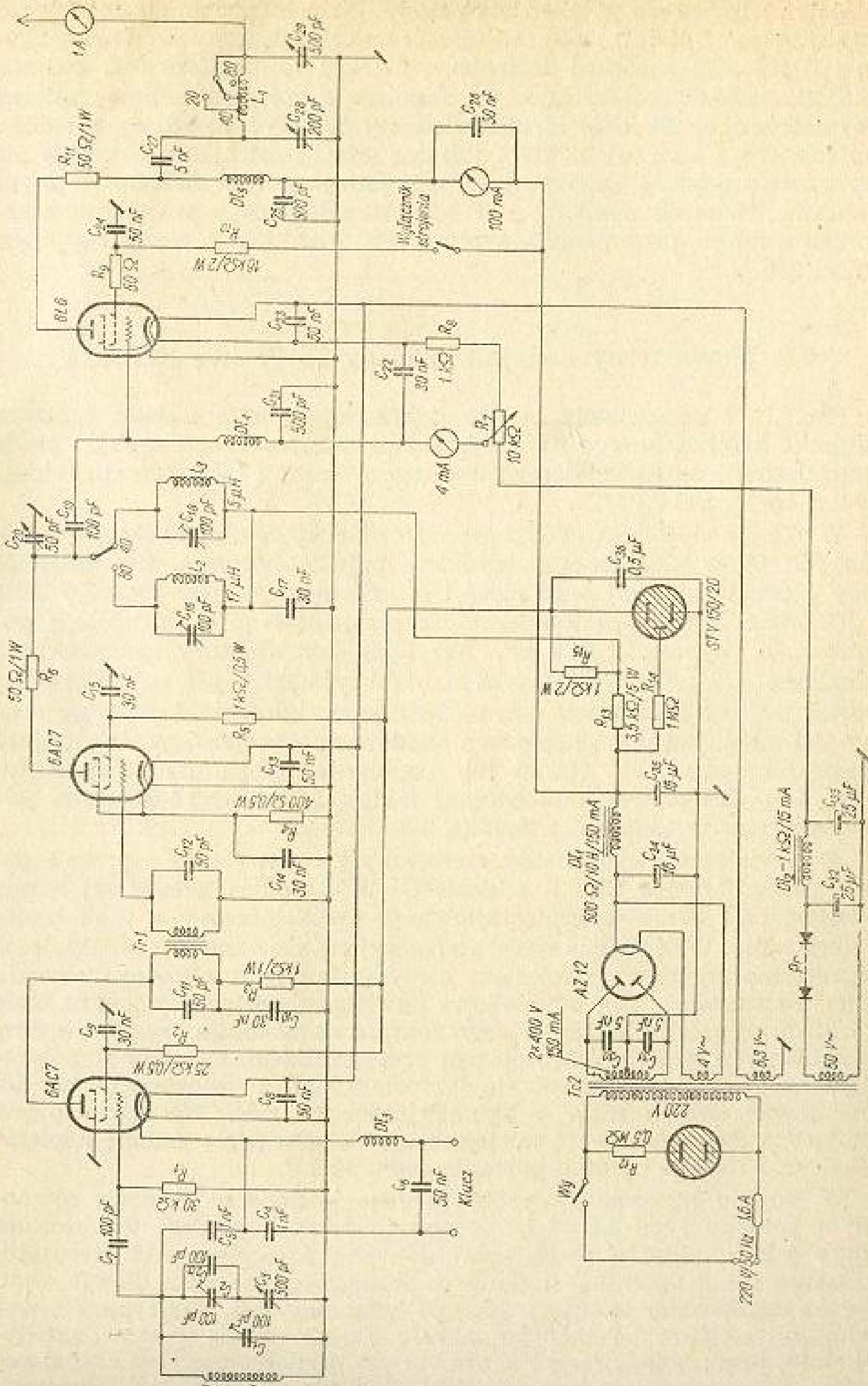
10.2. Nowoczesny nadajnik o mocy 15 W (wg SP5AY)

Rys. 10-2 przedstawia bardzo dobre rozwiązanie układu prostego nadajnika krótkofalowego na wszystkie pasma, przeznaczonego do pracy telegraficznej i odpowiadającego warunkom licencji IV kategorii. Nadajnik ten opracował SP5AY.

W skład nadajnika wchodzi generator sterujący o podwójnej triodzie typu ECC 81 w układzie z dzielnikiem pojemnościowym. Częstotliwość pracy generatora sterującego może być zmieniana w granicach 3,5 MHz do 3,8 MHz za pomocą kondensatora strojeniowego C_s z izolacją powietrzną, o pojemności 100 pF. Wszystkie kondensatory generatora są ceramiczne lub mikowe, a cewka o indukcyjności 8 µH nawinięta jest srebrzonym drutem miedzianym na kalitowym korpusie. Generator zasilany jest stabilizowanym napięciem anodowym z neonowego stabilizatora (stabiliwolt typu STV 150/20 lub popularna lampa stabilizująca typu SG 4 S). Druga trioda podwójnej lampy ECC 81 wykorzystana jest jako separator w układzie wtórnika katodowego.

W powielaczu częstotliwości sterowanym z generatora poprzez separator, pracuje lampa EL 83 w klasie C. W obwodzie katody tej lampy przewidziano opornik zabezpieczający przed przeciążeniem w razie braku wysterowania. W obwodzie siatki sterującej realizowana jest manipulacja telegraficzna ujemnym napięciem otrzymywanym z osobnego obwodu zasilacza sieciowego. Obwód anodowy powielacza dostrojony jest na stałe do środkowej częstotliwości każdego zakresu za pomocą szeregu obwodów rezonansowych włączanych osobnym przełącznikiem. Obwody współpracują z kalitowymi trymerami. Na zakresie 3,5 MHz zastosowany jest dla uproszczenia dławik w.cz. o indukcyjności 2,5 mH. Wartość napięcia sterującego PA reguluje się w stopniu powielacza przez zmianę napięcia siatki ekranowej za pomocą potencjometru 50 kΩ.

W stopniu wzmacniacza mocy pracuje zasilana w układzie równoległym pentoda typu EL 84 (z podobnym zabezpieczeniem w obwodzie katody jak w stopniu powielacza). Ujemne napięcie siatki sterującej otrzymuje się z opornika siatkowego włączonego poprzez dławik w.cz. Poprzez kondensator izolujący 1000 pF włączony jest filtr typu π z wymiennymi cewkami dla każdego zakresu. Do określania wartości składowej stałej prądu anodowego PA oraz prądu płynącego w linii zasilającej antenę przewidziane są dwa mierniki. Zasilacz w układzie klasycznym poza napięciem żarzenia lamp — dostarcza napięcia anodowego około



Rys. 10-3. Nadajnik 3-zakresowy o mocy 20 W opracowany przez DM2ABL

400 V i napięcia ujemnego około 100 V regulowanego odpowiednim potencjometrem. W zasilaczu użyta jest lampa prostownicza dwupołówkowa typu 5 Z 3. Filtr w.cz. oddziela zasilacz od strony sieci, zapobiegając przedostawaniu się energii w.cz. w niepożądanym kierunku. Poszczególne obwody włączane są za pomocą przełącznika roboczego w sposób uwidoczniony na schemacie nadajnika.

Układ odznacza się dużą sprawnością i dzięki kluczowaniu w stopniu pośrednim zapewnia dobry ton „9". Współpracuje poprawnie z dowolnymi antenami o różnej oporności dopasowania.

10.3. Nadajnik 3-zakresowy o mocy 20 W (wg DM2ABL)

Charakterystyczną cechą tego nadajnika (rys. 10-3) jest zastosowanie filtru pasmowego pomiędzy stopniem generatora sterującego a powielaczem. Generator z pentodą typu 6 AC 7 pracuje w układzie ECO z dzielnikiem pojemnościowym. Częstotliwość jego zmieniana jest w granicach 1745 ÷ 1905 kHz. Cewka obwodu drgań generatora, nawinięta na korpusie kalitowym przewodem o średnicy 1 mm i pokryta klejem styrofleksowym, ma indukcyjność 12 μH. Kondensatory układu generatora są dobierane według współczynników temperaturowych, a to w celu zapewnienia dużej stabilności cieplnej częstotliwości. Cały generator sterujący poza lampą znajduje się w ekranie z blachy miedzianej. Kluczowanie nadajnika odbywa się w obwodzie katodowym generatora sterującego; umożliwia to pracę systemem BK. Częstotliwość otrzymana w obwodzie siatkowym generatora zostaje następnie podwojona i wydzielona w anodzie za pomocą filtru pasmowego. Szerokość pasma filtru wynosi 300 kHz. Cewki filtru nawinięte jednowarstwowo na polistyrenowych pałeczkach z rdzeniem ferrytowym mają indukcyjność 30 μH i liczą po 80 zwojów przewodu o średnicy 0,15 mm w izolacji emalia-jedwab; są one umocowane w odstępie 30 mm od siebie, równolegle. Cały filtr mieści się w aluminiowym ekranie o dużej średnicy (Q cewki!). Do stabilizowania napięcia zasilającego generator służy neonówka.

Następny stopień z lampą tego samego typu pracuje w pasmie 3,5 MHz jako wzmacniacz — separator, w pozostałych zaś pasmach przejmuje funkcję podwajacza częstotliwości. Obwód anodowy tego stopnia zawiera dwa strojone obwody przełączane na 3,5 MHz lub na 7 MHz. W przewód łączący anodę lampy z przełącznikiem włączony jest szeregowo dławik UKF nawinięty na oporniku 50 Ω i przymocowany bezpośrednio do podstawki lampy. Stanowi go 10 zwojów przewodu Ø 0,5 mm. Cewki L_2 i L_3, nawinięte na ceramicznym korpusie przewodem o średnicy 1 mm, mają odpowiednio indukcyjność 17 μH i 5 μH.

W stopniu końcowym pracuje pentoda mocy typu 6 L 6 (6 P 3 S) z polaryzacją siatki sterującej od osobnego zasilacza ujemnego napięcia, które jest regulowane potencjometrem R_7. Jednocześnie wartość prądu siatkowego przy wysterowaniu kontroluje się za pomocą miliamperomierza o pełnym wychyleniu 5 mA. Napięcie anodowe stopnia końcowego nie przekracza 400 V. W anodowym obwodzie strojonym PA zastosowano człon filtru w układzie równoległego zasilania poprzez dławik w.cz. Cewka L_4 filtru π nawinięta na ceramicznym korpusie o średnicy 35 mm przewodem Ø 3 mm Cu Ag liczy 30 zwojów i ma odczepy: dla pasma

14 MHz od 8 zwoju, a dla pasma 7 MHz od 15 zwoju. Filtr zapewnia dopasowanie anten zasilanych niesymetrycznie w zakresie oporności wejściowych 30 do 5000 Ω. Częstotliwości harmoniczne zostają osłabione w granicach 15 ÷ 30 dB. Najsłabsze tłumienie przejawia filtr w pasmie 14 MHz, ponieważ na tej częstotliwości PA pracuje jako podwajacz. Moc wyjściowa nie przekracza wtedy 15 W.

Nadajnik może być modulowany w obwodzie anodowym po włączeniu modulatora w ten obwód od strony zasilacza. Oporność dopasowania modulatora wynosi 3500 Ω.

Przy strojeniu nadajnika odłącza się napięcie siatki ekranowej PA, a następnie po dostrojeniu VFO do częstotliwości stacji odbiorczej dostraja się obwód anodowy powielacza na maksymalny prąd siatkowy lampy PA. Po włączeniu napięcia ekranu PA przystępuje się do strojenia filtru π do wartości maksymalnej mocy doprowadzonej do anteny. Ten sposób strojenia nie wprowadza zakłóceń zewnętrznych i nie blokuje wejściowych obwodów odbiornika silnym sygnałem uniemożliwiającym precyzyjne dobranie częstotliwości pracy.

Zasilacz zmontowany na oddzielnej podstawie umieszczony jest zdala od podstawy nadajnika, a to w celu zmniejszenia szkodliwej modulacji częstotliwością prądu w sieci. Poszczególne stopnie nadajnika oddzielone są ekranami z blachy aluminiowej. Zastosowane są też przegrody w poprzek każdej podstawki lampowej, oddzielające obwód siatkowy od anodowego. Ekrany poszczególnych stopni służą jako punkty uziemień w obrębie stopnia. Do każdego takiego punktu dołączone są wszelkie uziemiające doprowadzenia elementów układu. W celu zmniejszenia strat przewody doprowadzające napięcie w.cz. umieszczone są w odległości około 10 mm od powierzchni metalowych. Cała obudowa nadajnika powinna być uziemiona.

Wstępne strojenie nadajnika przy uruchamianiu go rozpoczyna się od stopnia generatora sterującego. Przez zmianę pojemności kondensatora C_1 — przy całkowicie wykręconym kondensatorze C_3 — ustala się częstotliwość VFO na 3810 kHz, wykorzystując do tego celu wyskalowany odbiornik lub falomierz. Następnie kondensatorem stroikowym C_2 dostraja się układ VFO do częstotliwości 3490 kHz, przy czym kondensator zmienny C_3 powinien być ustawiony na największą pojemność. Po włączeniu lamp stopnia pośredniego i końcowego ustawia się VFO na częstotliwość 3550 kHz, włączając anodowy obwód powielacza na pasmo 3,5 MHz. Kondensator strojeniowy C_{20} obwodu anodowego stopnia pośredniego ustawia się w $^1/_3$ pojemności i za pomocą kondensatora C_{16} dobiera się maksimum prądu siatkowego lampy PA, po czym stroi się filtr pasmowy w obwodzie anodowym VFO. Obwód siatkowy filtru należy stłumić opornikiem 5 kΩ, a następnie dostroić obwód anodowy obserwując największe wskazanie miliamperomierza prądu siatki PA. Tę samą manipulację wykonuje się w odniesieniu do częstotliwości 3700 kHz, obciążając obwód anodowy i strojąc rdzeniem obwód siatkowy filtru pasmowego. Wierzchołki krzywej rezonansowej filtru pasmowego leżą właśnie w pobliżu tych dwóch częstotliwości strojeniowych (sprzężenie ponadkrytyczne). Podobnie dostraja się obwód rezonansowy L_3 C_{18} dla pasma 7 MHz, ustawiając częstotliwość VFO na 3550 kHz.

Stopień końcowego wzmacniacza mocy w.cz. pracuje w prawidłowym punkcie, gdy prąd siatki osiąga wartość 4 mA. Ten punkt pracy uzyskuje się przez odpowiednią zmianę ujemnego napięcia siatki sterującej za pomocą opornika R_7. Niewielki prąd anodowy lampy PA w żadnym razie nie powinien się zmieniać przy zmianach pojemności kondensatora C_{28}, w przeciwnym bowiem razie wystąpią szkodliwe oscylacje we wzmacniaczu. Po ustawieniu kondensatora C_{29} w połowie pojemności manipulujemy kondensatorem C_{28} tak, aby uzyskać minimum prądu anodowego. Po włączeniu anteny, przez kolejną zmianę pojemności kondensatorów C_{28} i C_{29} osiąga się największą wartość prądu antenowego, którą wskaże amperomierz z termoelementem.

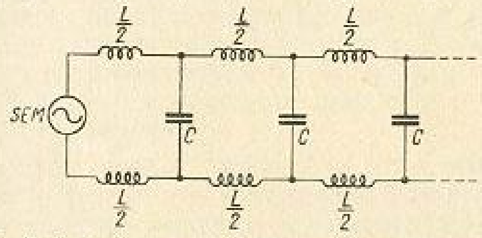
11. LINIE PRZESYŁOWE

11.1. Linia długa

Dla dokładnego zrozumienia zasad pracy anten i układów antenowych oraz linii zasilających konieczne jest poznanie zjawisk zachodzących w liniach długich. Z rozwinięcia bowiem linii długiej otrzymuje się po prostu układ promieniujący, nazywany anteną.

Pod pojęciem linii długiej rozumie się tor utworzony z dwóch jednakowych przewodów równolegle umieszczonych w pewnej niewielkiej od siebie odległości. Długość tego toru jest w pewnych granicach współmierna z długością rozchodzącej się wzdłuż niego fali elektromagnetycznej.

Dzieląc linię długą na elementarne odcinki można ją przedstawić jak na rys. 11-1, w postaci szeregowo i równolegle połączonych jednost-



Rys. 11-1. Układ zastępczy linii długiej

kowych indukcyjności i pojemności. Włączony na wejściu linii generator zmiennej siły elektromotorycznej powoduje przepływ fali prądu i napięcia zmiennego wzdłuż przewodów, w wyniku czego powstaje między przewodami zmienne pole elektryczne przemieszczające się wzdłuż przewodów linii z prędkością około 300 000 km/s. Wokół tych przewodów powstaje jednocześnie zmienne pole magnetyczne; w rezultacie wzdłuż linii zacznie przebiegać fala elektromagnetyczna. Zjawisko to występuje tylko w przypadku całkowitego pochłonięcia energii dostarczanej z generatora przez oporność obciążenia włączoną na końcu linii długiej. Linia nie promieniuje wówczas energii fal elektromagnetycznych w przestrzeń, ponieważ pola wokół przewodów znoszą się. Stanowi ona w tym przypadku układ z tzw. falą bieżącą i przedstawia oporność wyłącznie czynną, niezależną od długości fali.

Oporność wejściową linii długiej w układzie z falą bieżącą można określić ze wzoru

$$Z_F = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

w którym:
L — jednostkowa indukcyjność linii,
C — jednostkowa pojemność linii.

Jest to tzw. oporność falowa linii. W linii z falą bieżącą oporność wejściowa w każdym jej miejscu ma wartość stałą Z_F.

Oporność falowa zależy wyłącznie od konstrukcji linii długiej, a więc średnicy przewodów i ich odległości wzajemnej. Jednostkowe indukcyjności i pojemności toru można określić ze wzorów

$$C = \frac{12{,}1}{\lg \frac{2D}{d}}$$

$$L = 0{,}921 \lg \frac{2D}{d}$$

w których:
D — odległość między przewodami,
d — średnica przewodu.

Ostatecznie można określić oporność falową linii jako funkcję średnicy i odległości przewodów

$$Z_F = 276 \lg \frac{2D}{d}$$

Wartość Z_F określa się na podstawie założeń konstrukcyjnych linii wynikających z potrzeb układu zasilanego i zasilającego, pod względem wytrzymałości mechanicznej oraz strat spowodowanych tłumieniem energii w.cz. przesyłanej linią.

Linia otwarta na końcu

Fala elektromagnetyczna przemieszczająca się wzdłuż linii długiej, określana mianem fali bieżącej, przenosi energię, która nie jest pochłaniana na końcu linii wskutek jej rozwarcia. Następuje odbicie fali w kierunku powrotnym do generatora i w linii przemieszczają się w kierunkach przeciwnych fala bieżąca oraz fala odbita. Obie fale nakładają się i powstaje tzw. fala stojąca.

O ile we wszystkich punktach linii z falą bieżącą amplituda prądu i napięcia zmiennego jest jednakowa, to w układzie z falą stojącą amplituda zmienia się od

$$0 \to 2\,Im;\ (2\,Um)$$

co każdą połowę okresu fali od końca linii. Półokres ten można określić na podstawie wzoru podstawowego ruchu falowego

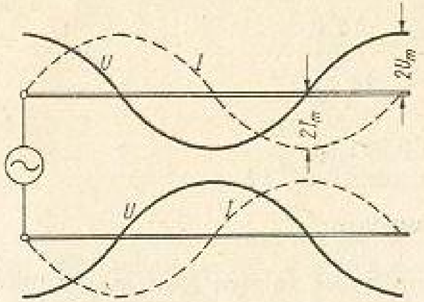
$$\lambda = \frac{C}{f}$$

w którym:
C — szybkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej,
f — częstotliwość drgań.

Rozkład amplitud prądu przesuniętego jest w stosunku do rozkładu amplitud napięcia o $\frac{\lambda}{4}$ (rys. 11-2).

Oporność wejściowa linii z falą stojącą ma charakter bierny (jeśli linia jest bezstratna i nie pochłania energii) i jest nie jednakowa w różnych punktach linii. Np. w odległości $\frac{\lambda}{4}$ od końca linii oporność ma wartość zerową, a w odległości $\frac{\lambda}{2}$ od końca linii nieskończenie dużą.

Ze względu na te zmiany oporności w określonych punktach, można linię traktować jako bezstratny obwód drgań z rezonansem szeregowym w odległości każdej $\frac{\lambda}{4}$ od końca i rezonansem równoległym w odległości



Rys. 11-2. Rozkład amplitud prądu i napięcia wzdłuż linii otwartej na końcu

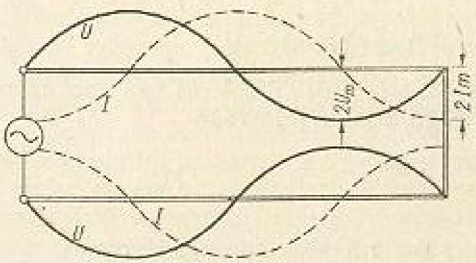
każdej $\frac{\lambda}{2}$ od rozwartego końca linii. W pozostałych punktach, w których oporność wejściowa zmienia się w granicach

$$-\infty \longleftarrow 0 \longrightarrow +\infty$$

linia ma charakter bądź indukcyjny, bądź pojemnościowy. Zmieniając zatem długość linii, można zmieniać jej częstotliwość rezonansową; linię określa się wtedy mianem linii strojonej. Rezonans powstaje przy wszystkich częstotliwościach, które wytworzą na jej długości całkowitą liczbę ćwiartek fal. Oczywiście, linia taka jako obwód drgań w rezonansie wykazuje wtedy nie oporność bierną, lecz jedynie oporność czynną strat w linii.

Linia zwarta na końcu

Na końcu linii zwartej tworzy się również fala odbita, a w rezultacie fala stojąca. Różnica polega na tym, że w poprzednio opisanym przypad-



Rys. 11-3. Rozkład amplitudy prądu i napięcia wzdłuż linii zwartej na końcu

ku występowało na końcu linii maksimum napięcia, tu natomiast występuje maksimum prądu. Rozkład prądu i napięcia wzdłuż linii będzie więc zgodny z wykresem na rys. 11-3.

Oporność wejściowa linii jest bierna i zmienna w granicach

$$+\infty - \infty$$

zależnie od odległości od zwartego końca linii. Linia przedstawia zatem dowolną pojemność lub indukcyjność, a w odległościach równych ćwiartkom fal — równoległy obwód rezonansowy. W odległościach równych

połówkom fal linia ma oczywiście charakter szeregowego obwodu rezonansowego.

Jak z tego wynika, linia zwarta na końcu może być zastąpiona linią rozwartą, jeśli jedna z nich zostanie przedłużona lub skrócona o ćwiartkę fali.

Linia obciążona opornością zespoloną

W przypadku obciążenia linii opornością zawierającą składową czynną i składową bierną powstaje w niej częściowe odbicie energii elektromagnetycznej i prócz fali bieżącej — także fala stojąca. Oporność wejściowa linii ma wtedy charakter także zespolony. Stosunek amplitudy fali odbitej do amplitudy fali bieżącej określa się wtedy wzorem

$$p = \frac{I_b}{I_s}$$

w którym:

I_b — amplituda fali bieżącej,

I_s — amplituda fali stojącej.

Stosunek ten nazywa się współczynnikiem odbicia. Inaczej można go określić wzorem

$$p = \frac{Z_F - Z_0}{Z_F + Z_0}$$

w którym:

Z_F — oporność falowa linii,

Z_0 — oporność włączona na końcu linii.

Wprowadzono poza tym tzw. współczynnik fali bieżącej, określający rozkład prądu lub napięcia w linii z falą bieżącą i stojącą. Określa on stopień niedopasowania linii do obciążenia

$$k_{FB} = \frac{U_{min}}{U_{max}} = -\frac{I_{min}}{I_{max}}$$

Oczywiście dla układu wyłącznie z falą bieżącą $k = 1$, dla układu wyłącznie z falą stojącą $k = 0$. Ostatecznie więc można przyjąć, że

$$k_{FB} = \frac{Z_0}{Z_F}$$

czyli że k_{FB} wyraża po prostu stosunek oporności obciążenia do oporności falowej linii.

Spotyka się także określenie tzw. współczynnika fali stojącej (*SWR* — standing wave ratio), będącego po prostu odwrotnością k

$$SWR = \frac{1}{k_{FB}}$$

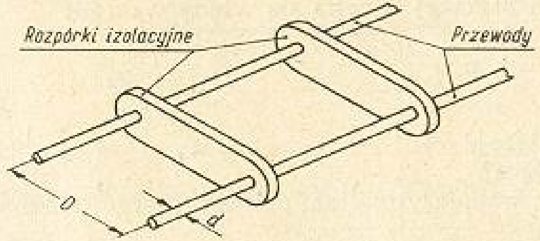
Straty w linii

Straty w linii zależą od jej długości, średnicy przewodów i rodzaju izolacji między przewodami. W przypadku układu z falą bieżącą straty są nieznaczne i taki system przesyłania energii należy uznać za godny polecenia. Wzrastają natomiast straty — i to znacznie — w układzie z falą stojącą. Wynika to w głównej mierze ze strat cieplnych w miej-

scach pojawienia się zwiększonych amplitud prądu. Izolacja linii wykazuje zwiększoną upływność w brzuściach napięcia, a często przy większych mocach nadajników i niewłaściwych liniach przesyłowych (odbiorcze linie telewizyjne) następuje przepalenie się powłoki izolującej (taśmy winylowej). Straty w linii wprowadzają do oporności wejściowej składową czynną.

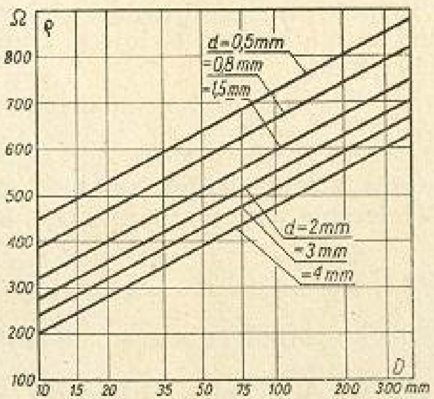
Konstrukcja linii

W praktyce stosowane są linie symetryczne i niesymetryczne o różnej konstrukcji, a najczęściej dwuprzewodowe linie symetryczne (rys. 11-4). Stanowi je para równolegle umieszczonych przewodów



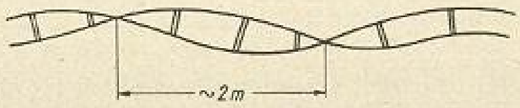
Rys. 11-4. Symetryczna napowietrzna linia dwuprzewodowa

utrzymywanych w pewnej od siebie odległości przez rozpórki (pręty) z małostratnego materiału izolacyjnego. Oporność falowa tej linii zależy od średnicy przewodów i ich wzajemnej odległości. Dokładnie określa to rys. 11-5. Najczęściej stosowana wartość tej oporności mieści się w gra-



Rys. 11-5. Wykres do obliczania oporności napowietrznych linii dwuprzewodowych

nicach 200 ÷ 800 Ω. Rodzaj przewodów na tego rodzaju linie nie jest krytyczny; najlepsze są pełne przewody miedziane, pokryte powłoką antykorozyjną. Linia dwuprzewodowa napowietrzna powinna mieć za-

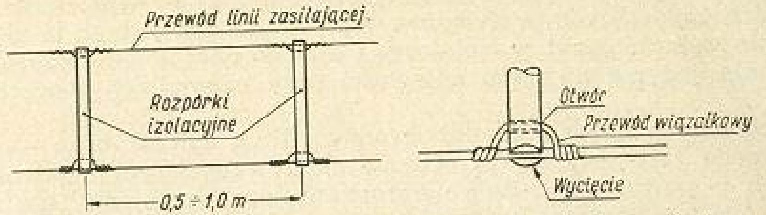


Rys. 11-6. Skręcenie linii dwuprzewodowej

chowaną symetrię względem ziemi. Dlatego też skręca się ją nieraz w lekką spiralę (rys. 11-6). Rozpórki izolacyjne wykonuje się z małostratnych materiałów, na przykład ze szkła, porcelany, kalitu itp. Mogą

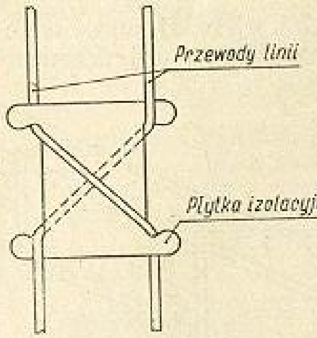
być do tego celu użyte zastępcze drewniane pręty nasycone uprzednio parafiną (na gorąco). Są one lekkie, tanie i dość trwałe. Nie wykluczone jest też stosowanie pręcików wyciętych z płyty gumoidowej lub innego materiału plastycznego.

Sposób umocowania przewodów do prętów ilustruje rys. 11-7. Stosu-



Rys. 11-7. Sposób umocowania przewodów linii do rozpórek

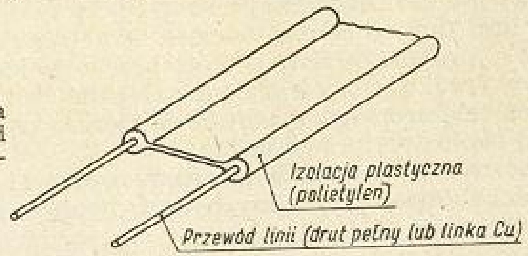
je się także specjalne płytki z odpowiednimi wycięciami (rys. 11-8), na których krzyżuje się przewody w celu zachowania symetrii. Odległość pomiędzy poszczególnymi rozpórkami dobiera się odpowiednio do wza-



Rys. 11-8. Płytka izolacyjna linii dwuprzewodowej

jemnej odległości przewodów, tak aby odstęp między tymi ostatnimi na całej długości linii był stały, nawet przy działaniu silnego wiatru.

Odmianą dwuprzewodowej linii symetrycznej jest płaski kabel telewizyjny, powszechnie dziś stosowany na doprowadzenia od pętlowych anten do odbiorników telewizyjnych. Stanowi go para przewodów zatopiona w miękką masę plastyczną, najczęściej pochodną PCW (rys. 11-9).



Rys. 11-9. Płaska linia symetryczna w izolacji plastycznej (typ telewizyjny)

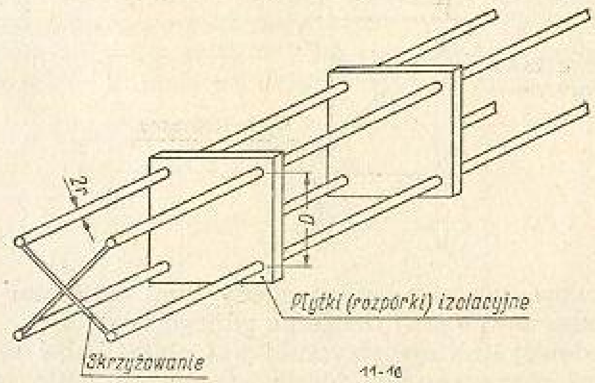
Same przewody bywają bądź pełne, bądź w postaci linii splecionej z wielu cienkich drutów. Linie takie są tanie i bardzo odporne na wpływy atmosferyczne. Oporność falowa tego typu linii zasilających wyraża się wartością 240 ÷ 300 Ω. Ich tłumienność jednostkowa w porównaniu do

linii o izolacji powietrznej jest dość duża i zależy w znacznym stopniu od strat w materiale izolacyjnym. Linia zasilająca tego typu może być stosowana z powodzeniem do zasilania anten z niewielkich odległości, przy małych mocach przesyłanych (do 100 W) i oczywiście wyłącznie w układach linii z falą bieżącą.

Linię dwuprzewodową można też wykonać przez wzajemne skręcenie dwóch izolowanych przewodów. Wprowadza ona jednak bardzo duże tłumienie wskutek strat w izolatorze i dlatego nadaje się do zastępczego stosowania jedynie na małe odległości przy niewielkich mocach przesyłanych.

Przenosząca energię dwuprzewodowa linia symetryczna — wobec wzajemnego znoszenia się przeciwnie skierowanych pól elektromagnetycznych — powinna być linią niepromieniującą. Spełnienie tego warunku wymaga umieszczenia przewodów bardzo blisko siebie. W praktyce — w celu zapewnienia odpowiedniej oporności falowej linii — przewody są odsunięte na pewną odległość dość znaczną w stosunku do ich średnicy. Dlatego też nie dochodzi do pełnej kompensacji tych pól, i w związku z tym następuje niepożądane promieniowanie linii. Pogarsza ono oczywiście sprawność anteny i wprowadza zakłócenia w otaczającym obszarze.

Wolna od tej ujemnej właściwości jest napowietrzna linia czteroprzewodowa (rys. 11-10). Jej przewody przepuszczone są symetrycznie



Rys. 11-10. Linia czteroprzewodowa napowietrzna

przez otwory w narożach płytek kwadratowych wykonanych z dowolnego małostratnego i nienasiąkliwego materiału izolacyjnego. Przewody przeciwległe (po przekątnej kwadratu) łączy się ze sobą na początku i na końcu linii (lub co pewien odcinek symetryzujący) i w ten sposób otrzymuje się urojone przewody zastępcze obu kierunków umieszczone pozornie w środku geometrycznym całej linii, a tym samym pełną kompensację pól elektromagnetycznych. Wsporcze płytki umieszczone są w odległości około 1 ÷ 2 m od siebie.

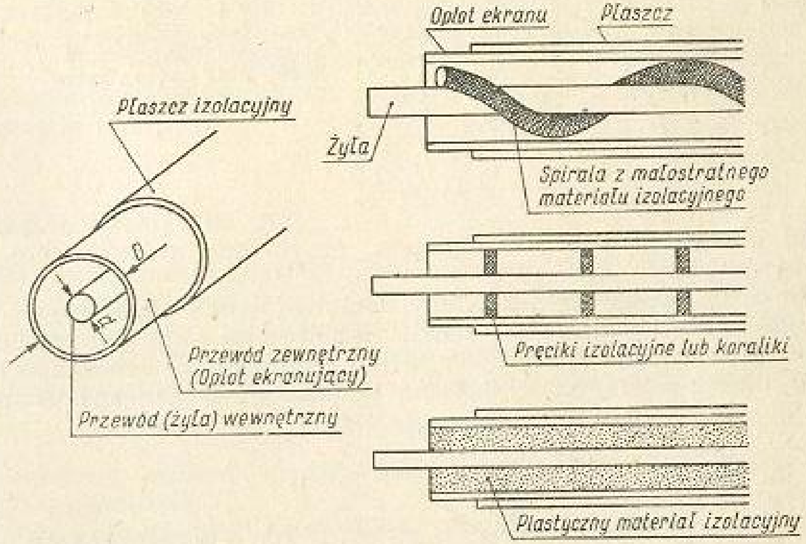
Oporność falowa linii czteroprzewodowej jest zwykle mniejsza od oporności falowej przeciętnych linii dwuprzewodowych i określa się ją wzorem

$$Z_F = 138 \lg \frac{D}{r\sqrt{2}}$$

w którym:

D — odległość między poszczególnymi przewodami linii,
r — promień przewodu linii.

Gdy jeden z przewodów linii dwuprzewodowej otacza sobą jakby rurowym ekranem drugi przewód umieszczony w geometrycznym środku „ekranu" — powstaje tzw. linia koncentryczna niesymetryczna. Jest ona powszechnie stosowana w technice UKF i w wielu innych gałęziach radiotechniki, zapewnia bowiem przesyłanie energii w.cz. bez szkodliwego promieniowania w otoczenie. Podstawową wadą tej linii jest wysoka cena. Rurkę zewnętrzną stanowi tu zwykle plecionka z cienkich przewodów miedzianych, pokryta z zewnątrz cienką warstwą miękkiego materiału plastycznego. Umieszczony współśrodkowo przewód wewnętrzny w postaci pełnego drutu lub giętkiej plecionki, utrzymywany jest koncentrycznie przez krążki lub koraliki rozmieszczone równomiernie wzdłuż całej linii. Krążki, wzgl. koraliki wykonane są z wysokojakościowego materiału izolacyjnego o niewielkich stratach na częstotliwościach rzędu 100 MHz (rys. 11-11).



Rys. 11-11. Konstrukcje linii koncentrycznych

W tańszych rozwiązaniach całe wnętrze rurki wypełnia materiał plastyczny, np. polietylen, który utrzymuje wewnętrzny przewód w równomiernej odległości od ścianek przewodu zewnętrznego (rurki). Dzięki takiej konstrukcji linia koncentryczna (zwana także kablem koncentrycznym) jest giętka i zapewnia zlokalizowanie pola elektromagnetycznego we wnętrzu linii. Straty w kablu koncentrycznym zależą także od jakości materiału izolacyjnego i są mniejsze w przypadku konstrukcji z koralikami ceramicznymi. Dzięki temu, że zewnętrzny przewód (plecionka rurowa) jest uziemiany (linia niesymetryczna), kabel ten jest wygodny w instalowaniu w trudnych warunkach lokalizacyjnych (miasta). Można go wprowadzać bez obawy zmiany tłumienności do kanałów wentylacyjnych w domach, do wnętrza rury wsporczej anteny itp.

Oporność falowa linii koncentrycznych produkowanych przez przemysł zawiera się w granicach 40 ÷ 90 Ω. Bardzo popularny jest kabel

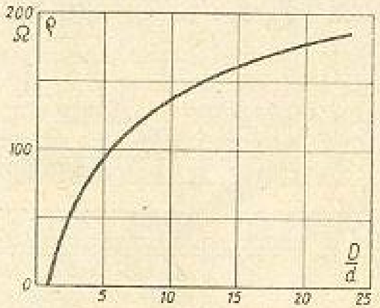
koncentryczny telewizyjny o oporności falowej 70 Ω. Oporność falową linii koncentrycznej określa się wzorem

$$Z_F = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d}$$

w którym:

D — średnica zewnętrzna ekranu (przewodu zewnętrznego),
d — średnica przewodu wewnętrznego,
ε — stała dielektryczna wewnętrznego materiału izolacyjnego (polietylen $\varepsilon = 2{,}3$).

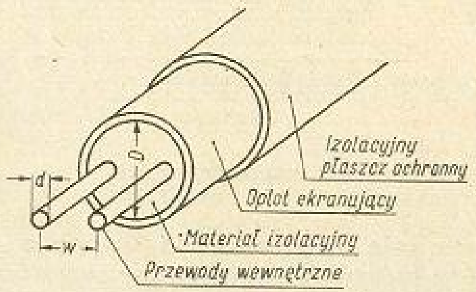
Oporność falową można określić także z wykresu na rys. 11-12. Należy zaznaczyć, że prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej



Rys. 11-12. Wykres do obliczania oporności falowej linii koncentrycznych

w linii koncentrycznej jest mniejsza, niż w linii symetrycznej napowietrznej.

Niekiedy stosuje się jak gdyby kombinację obu omówionych rodzajów linii zasilających, a mianowicie symetryczną linię dwuprzewodową ekranową. Łączy ona w sobie zalety linii symetrycznej i charakterystyczną dla linii koncentrycznej idealną eliminację szkodliwego promienio-



Rys 11-13. Dwuprzewodowa linia koncentryczna

wania. Konstrukcja jej nie odbiega od konstrukcji normalnego kabla koncentrycznego (rys. 11-13). Oporność falową tej linii można obliczyć ze wzoru:

$$Z_F = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \left(2k \frac{1-\varrho^2}{1+\varrho^2}\right)$$

w którym:

$k = \frac{h}{d}$;

$\varrho = \frac{h}{D}$;

h — odległość między przewodami.

Przeciętnie oporność falowa w spotykanych kablach wynosi 150 Ω.

Linię zasilającą może stanowić także swobodnie poprowadzony zwykły przewód pojedynczy. Drugim przewodem jest wtedy ziemia. Oczywiście linia taka jest w znacznej mierze linią promieniującą i to tym więcej, im gorzej jest dopasowana. Wykazuje poza tym bardzo dużą zależność od okresowo zmiennej przewodności ziemi.

Przy założeniu idealnej przewodności ziemi, oporność falowa jednoprzewodowej linii zasilającej wynosi

$$Z_F = 138 \lg \frac{4H}{d}$$

przy czym:

H — wysokość zawieszenia nad powierzchnią ziemi,
d — średnica przewodu.

Oporność falowa zawiera się zazwyczaj w granicach 600 ÷ 800 Ω. Linia taka wskutek dużej oporności falowej jest wrażliwa na równoległe pojemności szkodliwe (np. wsporniki, ściany, rynny).

Oporność falową każdej linii można określić na podstawie pomiaru za pomocą dwóch amperomierzy z termoelementami i woltomierza lampowego. Po ustaleniu oporności wejściowej linii zwartej (Z_{zw}) oraz oporności wejściowej linii rozwartej (Z_{otw}) można obliczyć oporność falową na podstawie wzoru

$$Z_F = \sqrt{Z_{zw} Z_{otw}}$$

Długość elektryczna linii

Przy wyznaczaniu długości linii konieczna jest znajomość rzeczywistej prędkości rozchodzenia się fali w linii. Prędkość ta zależy od rodzaju materiału izolacyjnego między przewodami. Dla linii z izolacją powietrzną prędkość rozchodzenia się fali można przyjąć z bardzo małym błędem jako równą prędkości światła. W liniach z innego rodzaju izolacją prędkość rozchodzenia się fali zmniejsza się $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$ razy. Doświadczalnie został ustalony pewien współczynnik zmiany prędkości k_v (velocity factor), a mianowicie:

— dla linii napowietrznej dwuprzewodowej oraz czteroprzewodowej $k_v = 0{,}975$,
— dla linii koncentrycznej z pełnym izolatorem $k_v = 0{,}65$,
— dla linii plecionej z izolacją gumową $k_v = 0{,}56$.

Rzeczywiste rozmiary wymaganych odcinków linii o długości równej części lub całości fali (w metrach) określa się po wyznaczeniu ze wzoru wielkości

$$\lambda' = \frac{300\,000}{f} k_v$$

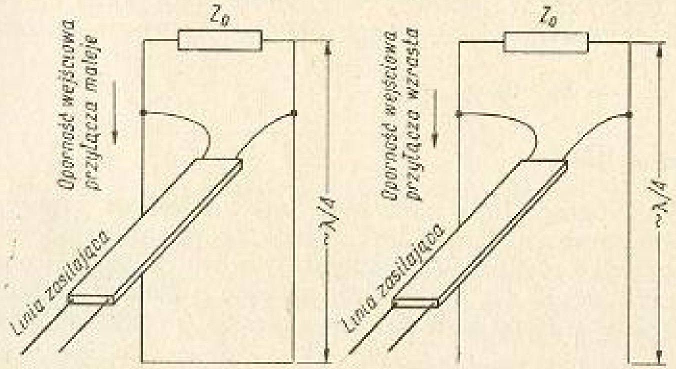
gdzie f jest wyrażone w kilohercach.

11.2. Linia długa jako dopasowujący transformator

Linie długie służą przede wszystkim do przenoszenia energii od urządzenia nadawczego do anteny. Ponieważ jednak w niektórych układach stanowią one — jak wiadomo — obwody rezonansowe, przeto mogą tworzyć filtry lub też układy dopasowujące. Te ostatnie znajdują szcze-

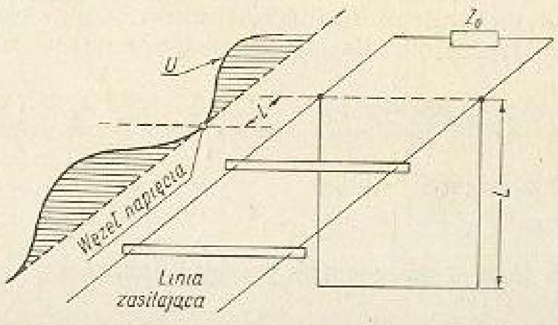
gólne zastosowanie przy dopasowaniu oporności falowej linii do oporności wejściowej anteny. Służy do tego celu tzw. transformator rezonansowy, wykonany w postaci rozwartego lub zwartego na końcu odcinka linii o długości około $\frac{\lambda}{4}$. Włącza się go równolegle do oporności obciążenia (np. wejścia anteny symetrycznej), a następnie przez ustalenie odpowiedniej jego długości, mniejszej, równej lub większej od $\frac{\lambda}{4}$, doprowadza się do skompensowania składowej biernej oporności obciążenia.

Oczywiście, przy oporności obciążenia wyłącznie o charakterze czynnym, długość transformatora będzie równa $\frac{\lambda}{4}$. W wyniku tej regulacji transformator wraz z opornością obciążenia stanowi obwód rezonansowy o oporności wejściowej czynnej. Następnie przesuwając zaciski dołączające linię zasilającą wzdłuż odcinka linii transformatora, osiąga się dopasowanie opornościowe. Zostaje zlokalizowany punkt, w którym oporność wejściowa transformatora liniowego jest równa oporności falowej linii zasilającej (rys. 11-14).



Rys. 11-14. Przykład transformatorów rezonansowych

Gdy oporność obciążenia Z_0 jest większa od oporności falowej linii zasilającej, stosuje się transformator rezonansowy w postaci zwartego na końcu odcinka linii. Transformator rezonansowy otwarty na końcu stosuje się w przypadku, gdy oporność obciążenia Z_0 jest mniejsza od oporności falowej linii. W prawidłowo dołączonej linii zasilającej uzyskuje się wyłącznie falę bieżącą.

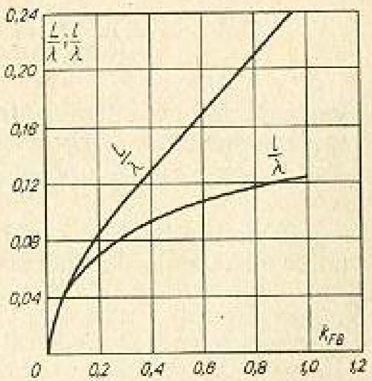


Rys. 11-15. Dopasowanie linii do oporności obciążenia za pomocą pętli biernej

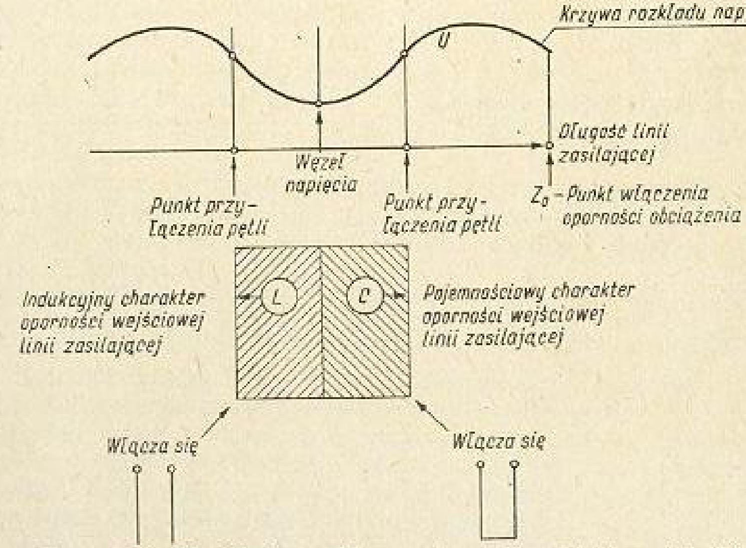
Innym elementem dopasowującym jest tzw. pętla bierna, nadająca się szczególnie do dopasowania niewiele różniących się oporności (rys. 11-15).

Gdy w linii zasilającej obciążonej niedopasowaną opornością Z_0 powstaje fala złożona (bieżąca i stojąca), to — jak wiadomo z poprzednich rozważań — oporność wejściowa linii nie będzie jednakowa w różnych odległościach od załączonej oporności Z_0. W punkcie, w którym składowa czynna oporności wejściowej linii równa jest oporności falowej linii, włączamy do linii pętlę otwartą lub zwartą o takiej długości, aby nastąpiło zrównoważenie składowej biernej oporności wejściowej. Wtedy w pozostałym odcinku linii zasilającej powstanie wyłącznie fala bieżąca. Odległość l załączenia pętli, która ze względu na ograniczenie strat powinna się znajdować możliwie blisko Z_0, określamy z wykresu na

Rys. 11-16. Wykres do określenia punktu przyłączenia pętli biernej w zależności od k_{FB}



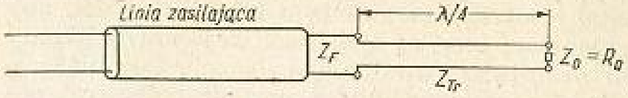
rys. 11-16 przy znanym współczynniku fali bieżącej dla danej linii i obciążenia. Z wykresu tego określa się długość L pętli. Pętla zwarta wykazuje oporność o charakterze indukcyjnym, natomiast pętla otwarta —



Rys. 11-17. Określenie punktu przyłączenia pętli biernej do linii zasilającej

oporność o charakterze pojemnościowym. Rodzaj składowej biernej oporności wejściowej linii zasilającej określa się z krzywej rozkładu napięcia w linii (rys. 11-17).

Przy dopasowaniu opornościowym obciążeń o charakterze wyłącznie czynnym stosuje się tzw. transformator ćwierćfalowy (Q — Section) — (rys. 11-18). Oporność wejściową odcinka linii o długości $\frac{\lambda}{4}$ zamkniętego



Rys. 11-18. Transformator ćwierćfalowy

opornością czynną R_0 określa wzór

$$Z_{wej} = R_{wej} = \frac{Z_{Ftr}^2}{R_0}$$

w którym:

Z_{Ftr} — oporność falowa odcinka linii ćwierćfalowej.

Stosując zatem transformator o oporności falowej wyrażonej wzorem:

$$Z_{Ftr} = \sqrt{R_0 Z_F}$$

w którym Z_F jest opornością falową linii, można uzyskać dopasowanie czynnej oporności obciążenia do oporności falowej linii.

12. ANTENY

12.1. Uwagi ogólne

Zasadniczym zadaniem anteny nadawczej jest wypromieniowanie w przestrzeń energii wielkiej częstotliwości dostarczanej przez nadajnik. Antena odbiorcza ma zadanie odwrotne. Polega ono na przekształceniu energii fal elektromagnetycznych wysyłanych z odległego nadajnika na napięcie zmienne w.cz. doprowadzone do odbiornika.

Od sprawności pracy anteny zależy więc w zasadniczy sposób wydajność całej stacji krótkofalowej, zarówno od strony nadawczej jak i odbiorczej. Warto więc poświęcić antenom tyle uwagi, co i samym urządzeniom nadawczym czy odbiorczym. Wymaga zresztą tego zachowanie właściwej równowagi jakościowej całego toru łączności krótkofalowej.

Pomocnym przy projektowaniu i instalowaniu jak najbardziej przydatnej anteny jest poznanie niektórych zjawisk zachodzących w układzie antenowym

Linię długą można przekształcić i to w prosty sposób w urządzenie promieniujące energię w.cz. Należy jedynie usunąć przyczynę zapobiegającą promieniowaniu energii elektromagnetycznej przez przewody linii.

Przez rozsunięcie pary przewodów pod kątem względem siebie otrzymuje się anteny symetryczne typu V i rombowe, antenę kątową oraz dipol symetryczny.

Przez skrócenie lub usunięcie jednego z dwóch przewodów otrzymuje się anteny niesymetryczne, np. dipol niesymetryczny, anteny Γ i T, anteny nachylone i tzw. antenę Windoma. Funkcję drugiego przewodu przejmuje tu ziemia.

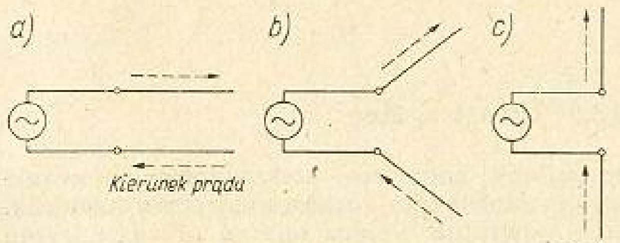
Uzgodnienie fazy prądów w obu przewodach linii długiej (np. przez zagięcie w pętlę niepromieniującą odcinka o długości $\frac{\lambda}{2}$ jednego z przewodów linii) prowadzi do powstania promieniowania. Na tej zasadzie pracują urządzenia antenowe współfazowe i dipol pętlowy.

Odległość między przewodami można też dobrać w taki sposób, aby pole elektromagnetyczne wypromieniowane przez oba przewody nakładało się wzajemnie, wzmacniając się lub osłabiając; stąd też tak wiele układów anten kierunkowych i przeciwfazowych.

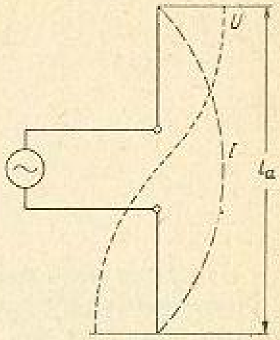
12.2. Dipol symetryczny

Dipol symetryczny jest klasycznym przykładem anteny powstałej z linii długiej otwartej na końcu i zgiętej w obie strony pod kątem 90° (rys. 12-1). Gdy częstotliwość prądu zasilającego antenę jest równa

częstotliwości własnej anteny, powstają w niej swobodne drgania. W antenie powstaje fala stojąca i na całkowitej długości ramion anteny odkłada się połowa fali prądu i napięcia (rys. 12-2). Długość fali własnej



Rys. 12-1. Powstanie dipola przez rozwinięcie końców linii długiej



Rys. 12-2. Rozkład prądu i napięcia w dipolu

dipola symetrycznego można zatem wyrazić wzorem:

$$\lambda_{ant} = 2\,l_a$$

Wynika stąd inna nazwa dipola symetrycznego — dipol półfalowy.

Całkowita oporność czynna anteny wyraża się wzorem

$$R_a = R_r + R_p$$

w którym:
R_r — oporność strat cieplnych,
R_p — oporność promieniowania,
przy czym

$$R_p = \frac{P_p}{i_0^2}$$

gdy:
i_0 — wartość skuteczna prądu zasilającego w brzuścu fali,
P_p — moc wypromieniowana.

Wzrostowi długości dipola towarzyszy wzrost oporności promieniowania zgodnie z wykresem na rys. 12-3 [1]).

Wszystkie dipole półfalowe mają oporność promieniowania

$$R_p = 73{,}1\ \Omega$$

oczywiście niezależnie od ich bezwzględnych wymiarów. Natomiast oporność falową anteny określa wzór

$$Z_{Fa} = 120\left(\ln\frac{\lambda}{2\pi d} - 0{,}57\right)$$

w którym:
λ — długość fali,
d — średnica przewodu anteny.
Oporność falowa przeciętnych anten wynosi około 1000 Ω.

[1]) Oporność promieniowania jest to oporność zastępcza, na której wydziela się moc promieniowania elektromagnetycznego.

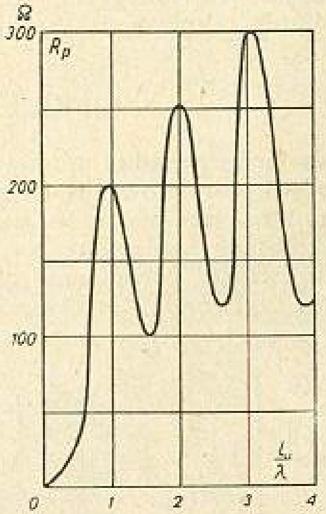
Sprawność anteny, ważną w ocenie przetwarzania mocy doprowadzonej na moc wypromieniowaną, określa się jako

$$\eta_a = \frac{P_p}{P_p + P_r} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_p}}$$

przy czym:
P_p — moc wypromieniowana,
$P_p + P_r$ — moc doprowadzona,
P_r — moc stracona na ciepło.

Straty w antenie powodowane są przez:

— nagrzewanie się przewodów anteny; można je zmniejszyć, zwiększając przekroje przewodów,



Rys. 12-3. Zależność oporności promieniowania od długości dipola

— nagrzewanie prądami indukcyjnymi sąsiednich przedmiotów i ziemi. Straty te są znaczne, gdyż odległość metalowych przedmiotów od anteny (rynny, dachy, kratownice, przewody itp.) jest mniejsza niż λ,

— nagrzewanie się materiałów izolacyjnych; wynikające stąd straty są proporcjonalne do kwadratu napięcia i częstotliwości, a najmniejsze przy swobodnie zawieszonych przewodach.

Ze wzrostem oporności promieniowania nie tylko polepsza się sprawność anteny, lecz i rozszerza się pasmo przenoszonych przez nią częstotliwości. Praktyczna długość rezonansowa anteny symetrycznej jest o kilka procent mniejsza od obliczonych teoretycznie długości odcinków półfalowych. Skrócenie to wynika z konieczności kompensowania składowej biernej (indukcyjnej) oporności wejściowej. Wraz ze zwiększeniem średnicy przewodu dipola, długość jego maleje, co można obliczyć ze wzoru

$$\Delta\, l_a = \frac{0{,}259}{\lg\frac{\lambda}{2d}}$$

w którym
$\Delta\, l_a$ — skrócenie całego dipola półfalowego.

Praktyczną długość rezonansowego dipola półfalowego w metrach oblicza się według wzoru

$$l_{ad} = \frac{143}{f}$$

gdzie f jest wyrażone w megahercach.

Wraz ze zwiększeniem średnicy przewodu anteny poszerza się pasmo wypromieniowanych przez nią częstotliwości (por. dipol Nadinienki).

Oporność wejściowa anteny w rezonansie ma charakter wyłącznie czynny.

W rezonansie szeregowym, gdy długość anteny l_a wynosi: 0,5 λ, 1,5 λ, 2,5 λ itd., zasilanie odbywa się w brzuścu prądu. Oporność wejściową określa się wtedy jako równą

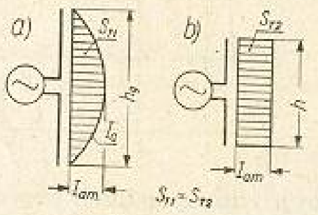
$$R'_a = R_p + R_r$$

W rezonansie równoległym, gdy długość anteny l_a wynosi λ, 2 λ, 3 λ itd., zasilanie odbywa się w brzuścu napięcia. Oporność wejściową określa się

$$R'_a = \frac{Z_{Fa}^2}{R_p}$$

W pierwszym przypadku antena ma oporność wejściową rzędu kilkudziesięciu do kilkuset omów i jest zasilana prądowo. Natomiast w drugim przypadku antena ma oporność wejściową dużą, rzędu kilku tysięcy omów i jest zasilana napięciowo.

Dla umożliwienia porównania różnych typów anten oraz obliczenia natężenia pola wytworzonego przez antenę, wprowadzono tzw. wysokość



Rys. 12-4. Określenie czynnej wysokości anteny: a) rozkład prądu w dipolu; b) antena urojona o równomiernym rozkładzie prądu

czynną anteny. Jest to długość dipola zastępczego o prostokątnej płaszczyźnie prądowej (rys. 12-4). Dla pionowego dipola półfalowego wysokość czynna $h_c = 0{,}63\ h_g$ (h_c — wysokość czynna, h_g — wysokość geometryczna).

Następną wielkością charakterystyczną każdej anteny jest tzw. natężenie pola anteny w kierunku jej największego promieniowania. Określa się je według wzoru

$$E = \frac{30\ m\ h_c\ i_0}{r} \left(\frac{v}{m}\right)$$

w którym:

$m = \frac{2\pi}{\lambda}$

i_0 — prąd w punkcie zasilania anteny,

r — odległość od anteny nadawczej.

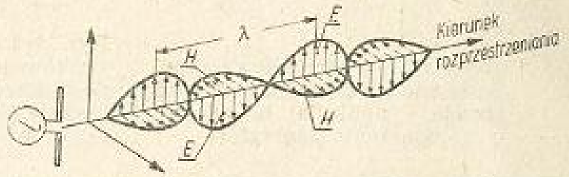
W przypadku anten o znacznej długości, gdy $\frac{\lambda}{h_c} > 4$, wysokość czynna h_c równa jest wysokości geometrycznej h_g.

12.3. Promieniowanie dipola

Wytworzony przez falę elektromagnetyczną rozkład pola w przestrzeni przedstawiony jest na rys. 12-5. Płaszczyzna pola elektrycznego jest prostopadła do płaszczyzny pola magnetycznego i leży w płaszczyźnie dipola, stanowiąc tzw. pole polaryzowane. Dla zapewnienia maksymalnego oddziaływania wzajemnego anteny nadawczej i odbiorczej, obie anteny powinny znajdować się we wspólnej płaszczyźnie pola polaryzowanego.

Charakterystyka kierunkowości dipola półfalowego w przestrzeni przedstawiona jest na rys. 12-6. Widoczne jest maksimum promieniowania w kierunku prostopadłym do osi dipola, a minimum promieniowania

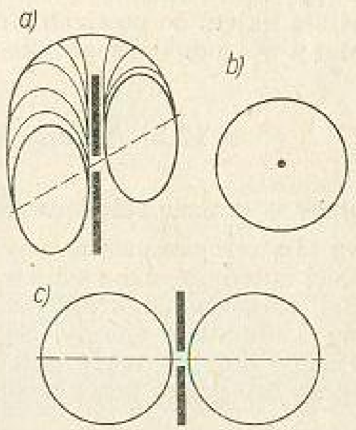
Rys. 12-5. Układ wektorowy pola elektromagnetycznego dipola



w kierunku osi dipola. Dipol półfalowy stanowi zatem antenę kierunkową promieniującą energię w pewnych określonych kierunkach.

Przy antenach kierunkowych operujemy pojęciem tzw. zysku antenowego. Zyskiem tym jest współczynnik określający stopień koniecznego zmniejszenia mocy urządzenia nadawczego przy zmianie anteny wzorco-

Rys. 12-6. Charakterystyka promieniowania dipola półfalowego: a) w przestrzeni; b) w płaszczyźnie poziomej; c) w płaszczyźnie pionowej

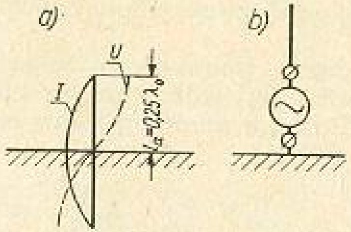


wej na antenę kierunkową — dla zachowania niezmienionego natężenia pola w kierunku głównego promieniowania. Jako antenę wzorcową przyjęto symetryczny dipol półfalowy.

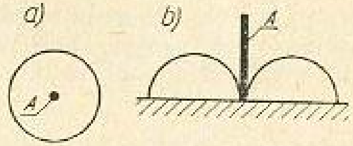
Należy jeszcze uwzględnić wpływ ziemi na antenę i jej promieniowanie. Ziemię cechuje przewodność zależna od częstotliwości roboczej. Dla fal krótkich można ją traktować jako przewodnik o zwiększonej oporności. Po zawieszeniu dipola nad przewodzącą ziemią występuje w jej powierzchni drugi dipol o kierunku prądu zgodnym z rzeczywistą anteną (anteny pionowe) lub przeciwnym (anteny poziome).

12.4. Niesymetryczny dipol uziemiony

Przy umieszczeniu anteny pionowej dolnym końcem na powierzchni ziemi o dobrej przewodności powstaje w ziemi wskutek odbicia zwierciadlanego druga antena. Obie anteny stanowią teraz dipol symetryczny (rys. 12-7). Fala rezonansowa całej anteny, tzn. jej części nadziemnej



Rys. 12-7. Ćwierćfalowy dipol niesymetryczny: a) rozkład prądu i napięcia; b) miejsce włączenia generatora



Rys. 12-8. Charakterystyka kierunkowości ćwierćfalowego dipola pionowego: a) w płaszczyźnie poziomej; b) w płaszczyźnie pionowej

i podziemnej, jest 4 razy dłuższa niż zasadnicza długość samej anteny nadziemnej. Część nadziemna anteny jest to tzw. dipol ćwierćfalowy. Charakterystyki kierunkowości dipola niesymetrycznego uwidocznione są na rys. 12-8.

Oporność promieniowania dipola niesymetrycznego R_p jest dwukrotnie mniejsza od oporności dipola półfalowego i wynosi 37 Ω. Antenę tego typu często stosuje się wraz z tzw. przeciwwagą, czyli układem przewodów zastępujących uziemienie. Przewody te umieszcza się równolegle lub pod niewielkim kątem do powierzchni ziemi. Przeciwwaga ułatwia instalowanie anteny w trudnych warunkach terenowych.

12.5. Anteny harmoniczne

Powstający w antenie rezonans określony jest jedynie stosunkiem $\frac{l_a}{\lambda}$. Podstawową falą rezonansową anteny będzie fala, której połowa pokrywa się z długością anteny. Antena symetryczna stanowi także układ rezonansowy dla fal odpowiednio krótszych, których całkowita ilość połówek pokrywa się z długością anteny. Są to harmoniczne fale rezonansowe anteny. To samo dotyczy także anten niesymetrycznych. Rezonans występuje tu przy całkowitej ilości ćwiartek fal mieszczących się w długości anteny.

Ze względu na parzyste i nieparzyste harmoniczne układające się wzdłuż anteny (rys. 12-9) występują przy zasilaniu anten następujące odmienności:

— nieparzyste harmoniczne — oporność wejściowa anteny niewielka, zasilanie odbywa się w brzuścu prądu;

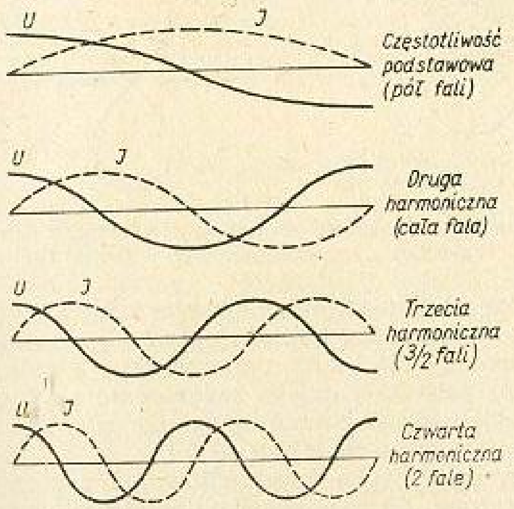
— parzyste harmoniczne — oporność wejściowa anteny bardzo znaczna, zasilanie odbywa się w węźle prądu.

Przy zmianach częstotliwości prądu zasilającego antenę na kolejne częstotliwości harmoniczne nieparzyste lub kolejne parzyste oporność wejściowa anteny zmienia się stosunkowo bardzo mało. Natomiast zmiana

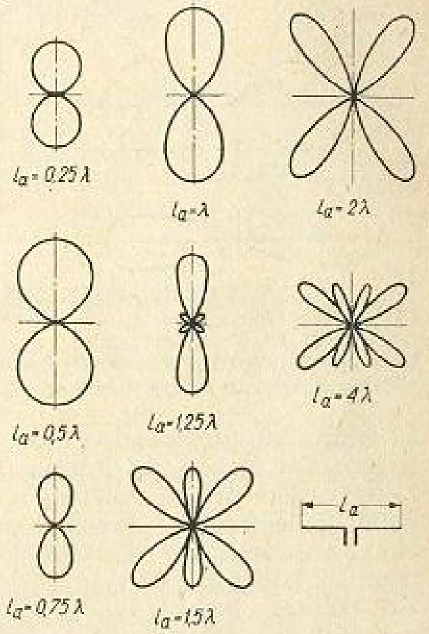
harmonicznej z parzystej na nieparzystą powoduje znaczną różnicę oporności wejściowej. Należy to zawsze uwzględnić przy pracy na wyższych harmonicznych anteny i przy przestrajaniu wykorzystywać — zależnie od sposobu zasilania — zawsze parzyste lub zawsze nieparzyste harmoniczne.

Ze względu na łatwość promieniowania wyższych harmonicznych przez każdą antenę, zaleca się zasilać ją zawsze przez układy filtrów (np. typu π).

Charakterystyki kierunkowości promieniowania anten na częstotliwościach harmonicznych podane są na rys. 12-10. W miarę skracania się



Rys. 12-9. Fale stojące prądu i napięcia w antenie pracującej na częstotliwości podstawowej i harmonicznych



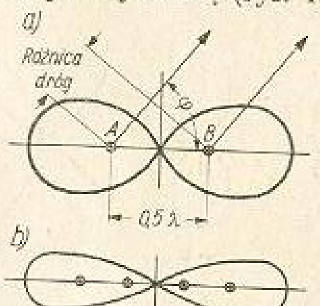
Rys. 12-10. Charakterystyki kierunkowego promieniowania anten o różnej długości elektrycznej

fali w stosunku do stałej długości anteny l, obserwuje się zwiększenie promieniowania w kierunku prostopadłym do osi anteny, w postaci pojedynczych listków. Po zwiększeniu częstotliwości ponad $l_a = \lambda$ pojawiają się dodatkowe listki boczne promieniowania, które zwiększają się w miarę wzrostu częstotliwości harmonicznej. Dla $l_a = 2\lambda$ zanika zupełnie promieniowanie prostopadłe do osi anteny na korzyść 4 listków pod kątem 45° do osi. Przy $l_a = 3\lambda$ pojawia się mały listek w kierunku prostopadłym do osi, a boczne listki zwężają się i zbliżają do osi anteny. W przypadku $l_a = 4\lambda$ pojawiają się nowe listki promieniowania przy zaniku listków prostopadłych.

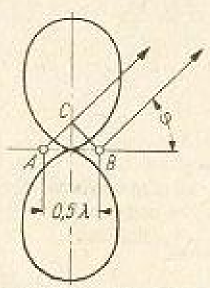
Wraz ze wzrostem harmonicznych zwiększa się ilość listków (równa ilości harmonicznych), przy czym dla harmonicznych parzystych zanika promieniowanie prostopadłe do osi, a główne, najwięcej promieniujące listki są bardziej skupione wzdłuż osi dipola, zwiększając kierunkowość anteny w tę właśnie stronę.

12.6. Anteny przeciwfazowe i współfazowe

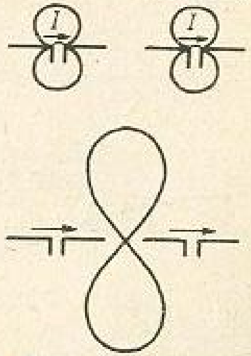
Umieszczając dwa dipole w pewnej od siebie odległości i zasilając je prądem o fazie zgodnej lub przeciwnej, otrzymuje się system anteny kierunkowej. Gdy prądy mają fazę przeciwną ($\pm 180°$) i odległość między przewodami dipoli równa się $\frac{\lambda}{2}$, fala wypromieniowana przez pierwszy dipol nakłada się na falę dipola drugiego. Następuje wzmocnienie promieniowania w kierunku prostej łączącej oba dipole, tak w lewą jak i w prawą stronę (rys. 12-11). Układ taki nazywa się przeciwfazowym.



Rys. 12-11. Charakterystyki promieniowania anten przeciwfazowych w płaszczyźnie prostopadłej do osi przewodów: a) dwa dipole; b) cztery dipole



Rys. 12-12. Charakterystyka kierunkowego promieniowania dwóch anten współfazowych



Rys. 12-13. Promieniowanie anten współfazowych ustawionych w jednej linii

W kierunku prostopadłym do osi układu promieniowanie zanika, pola przewodów znoszą się. Przy zwiększaniu liczby równoległych dipoli charakterystyka promieniowania wzmacnia się i staje coraz węższa. Zmniejszenie odległości między dipolami powoduje dalsze zwiększenie się kierunkowości układu, jednakże kosztem zmniejszenia oporności promieniowania. Dlatego też odległość ta jest zwykle mniejsza od 0,1 λ.

Inaczej przedstawia się charakterystyka promieniowania systemu (układu) dipoli zasilanych współfazowo. Przy małych odległościach między dipolami zwiększa się jedynie oporność promieniowania (np. dipol pętlowy); nie występuje tu zjawisko wzrostu kierunkowości. Gdy odległość przybiera wartość $\frac{\lambda}{2}$, następuje wzmocnienie promieniowanego pola w kierunku prostopadłym do osi łączącej oba dipole, a więc w kierunku przeciwnym niż w układzie przeciwfazowym (rys. 12-12).

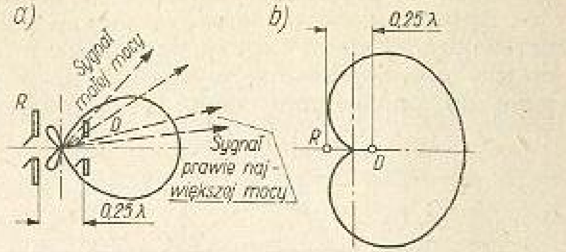
W prosty sposób można więc zmieniać kierunek promieniowania układów o 90° przez zmianę fazy prądu w jednym z dipoli. Dipole współfazowe można umieszczać także szeregowo (rys. 12-13), przy czym również następuje uwypuklenie kierunkowości wzdłuż obu głównych osi.

12.7. Anteny promieniujące jednokierunkowo

Umieszczając dipole w odległości $\frac{\lambda}{4}$ i zapewniając w jednym z nich przesunięcie fazowe prądu $\pm 90°$ w stosunku do drugiego uzyskuje się jednokierunkowe promieniowanie (rys. 12-14). Dipol, w którym przesunięcie fazy wynosi 90°, nazywa się reflektorem czynnym. Przy innych odległościach między dipolami zwiększa się kierunkowość układu.

Znacznie częściej stosuje się reflektory bierne bez własnego zasilania. W reflektorze takim powstaje prąd wzbudzony polem promieniującym dipola. Przez dobranie długości reflektora otrzymuje się konieczne dla jednokierunkowego promieniowania przesunięcie fazowe.

Rys. 12-14. Układ o promieniowaniu jednokierunkowym: a) charakterystyka kierunkowego promieniowania w płaszczyźnie pionowej; b) charakterystyka kierunkowego promieniowania w płaszczyźnie poziomej

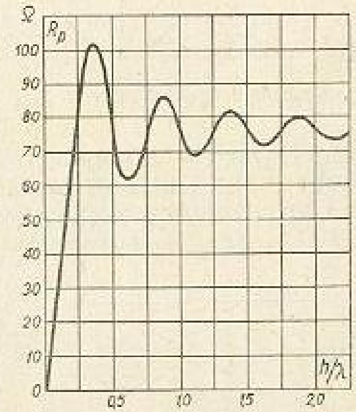


Przy pewnej długości dipol bierny może przekształcić się w tzw. direktor, to jest element , który nie odbija energii, lecz skupia promieniowanie w swoją stronę. W wielu przypadkach stosuje się układy złożone z reflektora, dipola promieniującego i pewnej ilości direktorów. Uzyskuje się wówczas znaczny wzrost promieniowania jednokierunkowego.

12.8. Wpływ ziemi na promieniowanie anteny

Antena zawieszona na pewnej wysokości nad dobrze przewodzącą ziemią stanowi wraz ze swym odbiciem lustrzanym układ anten przeciwfazowy (antena pozioma) i współfazowy (antena pionowa). Zmiany wysokości wpływają zatem na charakterystykę promieniowania. Wraz ze wzrostem wysokości zawieszenia anteny poziomej powiększa się promieniowanie pod małym kątem do poziomu w płaszczyźnie pionowej, oraz pojawia coraz więcej dodatkowych listków promieniowania i zwiększa kierunkowość promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

Rys. 12-15. Zależność oporności promieniowania poziomego dipola półfalowego od wysokości zawieszenia nad ziemią

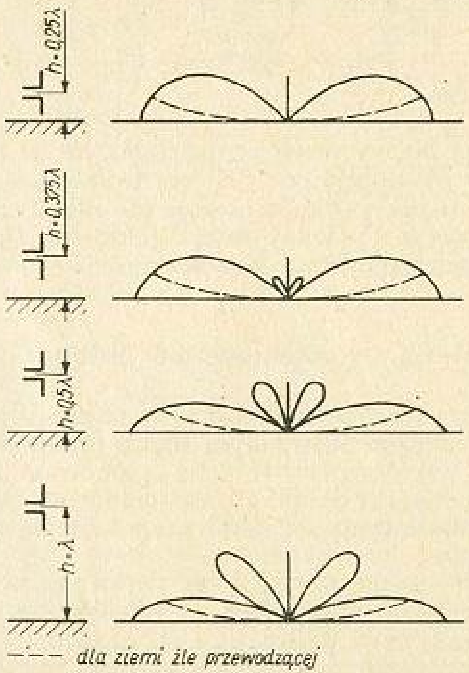


Oporność promieniowania dipola poziomego wzrasta w sposób przedstawiony na rys. 12-15 i osiąga swą nominalną wartość już od wysokości $h = 0{,}25\ \lambda$.

Ziemia wpływa też na polaryzację pola anteny zawieszonej poziomo nad jej powierzchnią, tworząc dodatkową polaryzację pionową, prócz istniejącej polaryzacji poziomej.

Duża część energii promieniowanej przez antenę wydziela się i traci na oporności czynnej ziemi. Straty te wzrastają w miarę zbliżania anteny do powierzchni ziemi. Przy pogorszeniu się przewodności ziemi zmienia się charakterystyka promieniowania dipola, co w pewnych przypadkach prowadzi do powstania charakterystyki dookólnej zamiast ósemki.

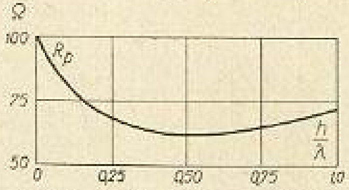
Antena pionowa wraz ze swym odbiciem w powierzchni dobrze przewodzącej ziemi tworzy współfazowy układ szeregowy anten. Najsilniejsze promieniowanie występuje tu w płaszczyźnie poziomej równolegle do powierzchni ziemi. Przy zwiększaniu wysokości zawieszenia



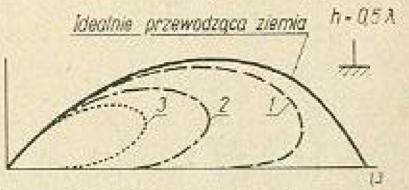
Rys. 12-16. Charakterystyki kierunkowego promieniowania anteny pionowej przy różnych wysokościach zawieszenia nad ziemią

anteny pionowej zwiększa się promieniowanie w kierunku poziomym i wzrasta liczba małych listków promieniowania (rys. 12-16).

Oporność promieniowania pionowego dipola półfalowego zmienia się od wartości 100 Ω (przy ziemi) do wartości nominalnej 73 Ω (rys. 12-17).



Rys. 12-17. Zależność oporności promieniowania symetrycznego dipola pionowego od wysokości zawieszenia nad ziemią



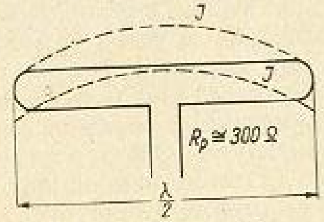
Rys. 12-18. Promieniowanie niesymetrycznej anteny pionowej nad ziemią: *1)* dobrze przewodzącą; *2)* półprzewodzącą; *3)* źle przewodzącą

Pogorszenie przewodności ziemi powoduje osłabienie charakterystyki promieniowania pod małym kątem do poziomu (rys. 12-18) i zwiększanie się tego kąta.

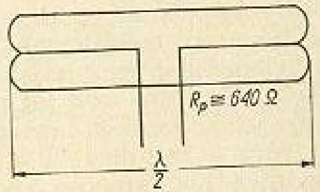
12.9. Układy dipoli

Zwiększenie oporności promieniowania anteny jest korzystne ze względu na jej sprawność, ograniczenie prądów, szerokopasmowość, a zatem i łatwość strojenia.

Przez odpowiednie wygięcie przewodu antenowego otrzymuje się układ współfazowy o zgodnej fazie prądów w przewodach. Przewody po wygięciu utrzymuje się blisko siebie, wskutek czego wypromieniowana przez nie fala nie znosi się lecz nakłada. Układy anten tego typu buduje się z dipoli półfalowych. Ich oporność wejściowa ma charakter czynny, a charakterystyka promieniowania jest zgodna z charakterystyką pojedynczego dipola półfalowego.



Rys. 12-19. Dipol pętlowy



Rys. 12-20. Dipol podwójny pętlowy

Najprostszą anteną tego typu jest dipol pętlowy utworzony z dwóch dipoli pojedynczych (rys. 12-19). Oporność promieniowania R_p dla tej anteny wynosi ok. 300 Ω. Przy obliczeniu R_p opieramy się na zależności

$$R_p = n^2 R_{pd}$$

w której:

R_p — oporność promieniowania anteny złożonej,

R_{pd} — oporność promieniowania pojedynczego elementu,

n — ilość elementów wchodzących w skład anteny.

W dalszej ewolucji powstaje dipol podwójny pętlowy (rys. 12-20) o oporności promieniowania $R_p \approx 600\ \Omega$.

Z porównania tych oporności wynika możliwość zasilania anten bezpośrednio otwartymi liniami dwuprzewodowymi przy zachowaniu prawidłowego ich dopasowania do anteny. Wraz ze wzrostem liczby elementów półfalowych rozszerza się zakres pasma częstotliwości przenoszonych przez antenę.

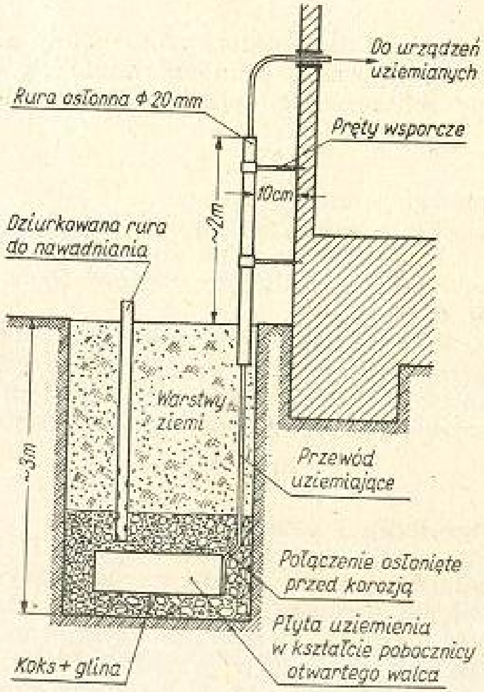
12.10. Uziemienia i przeciwwagi

Uziemienia są urządzeniami w dużym stopniu warunkującymi bezpieczeństwo pracy. Od uziemienia wymaga się oporności bliskiej zeru. Spełnienie tego warunku może zapewnić bezpieczne użytkowanie urządzeń wysokonapięciowych. Dobre uziemienie w przypadku urządzeń nadawczych pracujących w niesymetrycznych układach wyjściowych przyczynia się poza tym do zmniejszenia strat energii. Jakość zabezpieczenia odgromowego układów antenowych zależy również tylko od należytego uziemienia.

Wykonanie prawidłowego, o małej oporności uziemienia uzależnione jest w poważnym stopniu od warunków lokalizacyjnych radiostacji. W warunkach wiejskich nie przedstawia ono trudności. Jeśli ziemia jest

wilgotna, wystarcza zakopanie metalowej płyty lub grubej rury na głębokość wody podskórnej. W ziemi suchej i piaszczystej można zwiększyć jej przewodność przez wypełnienie dołu o głębokości około 3 metrów (w którym ma być umieszczony uziemiacz) koksem lub gliną wymieszaną z ziemią oraz dodanie soli kuchennej lub siarczanu miedzi. Dół ten zalewa się obficie wodą i zasypuje warstwami ziemi. Do dna dołu można doprowadzić dziurkowaną na końcu rurę, której koniec pozostaje na powierzchni ziemi. Rura ta służy do okresowego, szczególnie podczas suszy, dolewania osolonej wody.

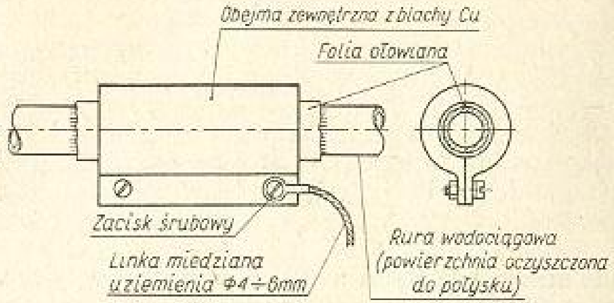
Płyta uziemiająca powinna być ocynkowana lub miedziowana i mieć czystą powierzchnię. Doprowadzenie wykonuje się z grubej linki miedzianej lub pręta miedzianego. Można stosować także specjalnie produkowaną do tego celu linkę stalową ocynkowaną. Doprowadzenie łączy się z elektrodą uziemiającą za pomocą zacisku lub przez spawanie, pokrywając spoinę lakierem asfaltowym, który zapobiega korozji złącza. Doprowadzenie uziemienia, poczynając od pewnej głębokości pod ziemią do wysokości około 2 metrów nad jej powierzchnią, prowadzi się w osłonie zapobiegającej uszkodzeniom mechanicznym. Osłonę może stanowić wodociągowa rura o średnicy 20 mm. Przewód uziemiający na ścianie budynku powinien być umocowany do prętów wsporczych o długości około 10 cm i przebiegać na zgięciach łagodnymi łukami (rys. 12-21).



Rys. 12-21. Konstrukcja klasycznego uziemienia

Doskonałe pod względem elektrycznym jest uziemienie wykonane z promieniście rozłożonych 10—20 przewodów o długości $0,1\ \lambda \div \frac{\lambda}{2}\lambda$ na głębokości 1 metra. Przewody te, o średnicy $2 \div 3$ mm, oczywiście nieizolowane, łączy się między sobą w odstępach, koliście ułożonymi przewodami dodatkowymi.

W warunkach miejskich wykonanie klasycznego uziemienia jest zwykle bardzo utrudnione i wobec tego stosuje się uziemienia zastępcze, wykorzystując do tego celu przede wszystkim rury wodociągowe. Rury gazowe i centralnego ogrzewania nie nadają się do tego, są bowiem często pokryte na powierzchni asfaltem lub innymi powłokami ochronnymi. Rura wodociągowa powinna być dokładnie oczyszczona w miejscu przyłączenia przewodu (rys. 12-22).



Rys. 12-22. Sposób dołączenia uziemienia do rury wodociągowej

W pewnych szczególnych przypadkach (np. grunt skalisty) urządzenia nadawcze współpracują nie z uziemieniem, lecz z tzw. przeciwwagą. Jest to układ przewodów zawieszony pod właściwą anteną w niewielkiej odległości ($1 \div 1,5$ m) nad ziemią. Długość przewodów przeciwwagi wynosi $0,3 \div 0,5\ \lambda$, przy czym można je umieszczać bądź pod samą anteną w odstępie od niej $3 \div 5$ m, bądź też promieniście, podobnie jak w przypadku opisanych poprzednio uziemień. Wysokość czynna anteny powinna być liczona od przeciwwagi.

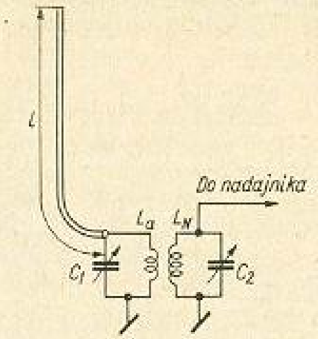
12.11. Konstrukcje anten krótkofalowych

Niesymetryczny dipol uziemiony

Najprostszą, praktycznie stosowaną anteną jest niesymetryczny dipol uziemiony. Antena ta, wywodząca się z klasycznej anteny Marconiego, posiada część pionową o długości $\frac{\lambda}{4}$ lub $\frac{\lambda}{2}$. Charakterystyka jej promieniowania zależy w znacznym stopniu od przewodności ziemi. Główne listki promieniowania nachylone są pod małym kątem do poziomu i zapewniają dobre warunki łączności na znaczne odległości. Stosuje się ją najczęściej do pracy wprost z nadajnika, bez specjalnej linii przesyłowej. Zalety tego typu anteny pomniejsza konieczność stosowania bardzo dobrego uziemienia. Znacznie lepsze wyniki zapewnia antena typu GP (Ground — Plane) o długości części pionowej $\frac{\lambda}{4}$. Ziemię zastępują tu promieniście rozwieszone poziomo, niekiedy pod pewnym kątem, przewody przeciwwagi. Półfalowa antena pionowa (rys. 12-23) posiada dookólną charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej i dobrze pracuje na swojej częstotliwości rezonansowej i na drugiej harmonicznej. Część pionowa anteny powinna być prostopadła do ziemi przynajmniej na $^3/_4$ swej długości. Doprowadzenie do nadajnika wykonuje się jak najkrótsze. Część pionowa może być wykonana z rurki o średnicy

5 mm, doprowadzenie z przewodu ϕ 2 ÷ 3 mm. Całkowita długość anteny l_a wynosi 0,485 λ.

Długość anteny należy dobrać dokładnie, obserwując maksimum prądu antenowego. Antenę włącza się bezpośrednio do pomocniczego ob-

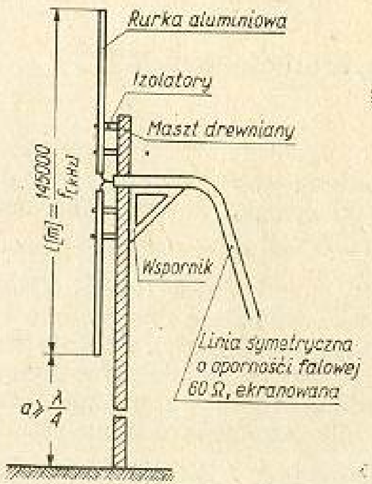


Rys. 12-23. Pionowa niesymetryczna antena półfalowa

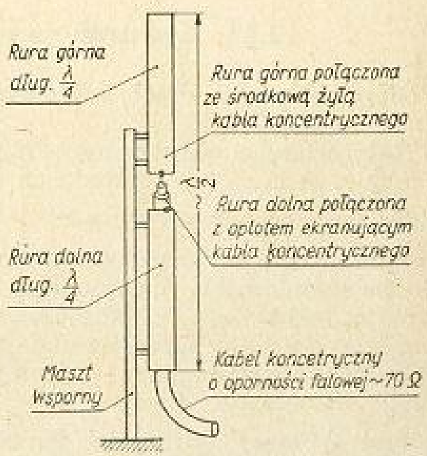
wodu strojonego, sprzężonego z obwodem wyjściowym nadajnika. Antenę należy instalować możliwie jak najdalej od wysokich domów, masztów itp. Idealnym terenem jest otwarta przestrzeń nad zbiornikiem wodnym, przy dobrym uziemieniu.

Symetryczna antena pionowa

W przypadku fal krótkich możliwe jest zawieszenie pionowego półfalowego dipola symetrycznego. Antena, której dolny koniec oddalony jest o $^1/_4\,\lambda$ od powierzchni ziemi, promieniuje główne listki skierowane



Rys. 12-24. Pionowa symetryczna antena półfalowa



Rys. 12-25. Pionowa symetryczna antena półfalowa z zasilaniem niesymetrycznym

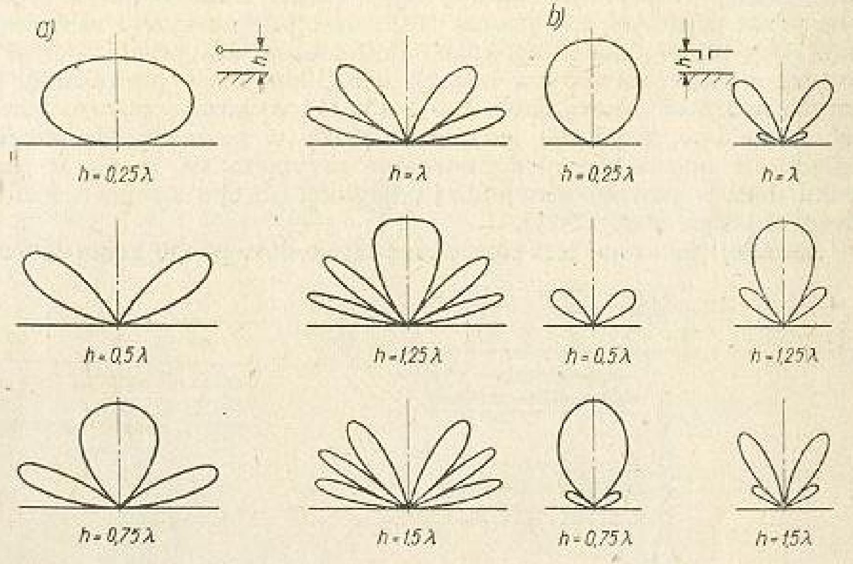
pod niewielkim kątem do ziemi. Zapewnia więc dobre warunki dla nawiązywania łączności dalekosiężnej. Jednakże konieczność stosowania masztu pionowego o dość dużej wysokości (rys. 12-24) nastręcza znaczne utrudnienie konstrukcyjne. Element promieniujący może być wykonany

z odpowiednio długiej i w środkowej części przeciętej rurki aluminiowej. Można tu wykorzystać również maszt drewniany, rozpinając na nim przewód miedziany o dowolnej średnicy. Antenę, która jest dipolem półfalowym, można zasilać poprzez 70-omowy symetryczny kabel ekranowany. Kabel ten powinien przebiegać możliwie z daleka od przewodu anteny, a doprowadzenie w pobliżu anteny — prostopadle do ramion dipola przynajmniej na długości paru metrów. W praktycznej realizacji — spełnienie tych wymagań jest trudne i kłopotliwe.

Spotykany niekiedy inny sposób zasilania polega na tym, że koncentryczna linia zasilająca przebiega wewnątrz rury dolnego ramienia dipola, przy czym środkowy przewód (żyłę) kabla łączy się z górną ćwiartką dipola, a płaszcz zewnętrzny — z dolną (rys. 12-25). Tego typu antena pracuje najlepiej na wilgotnych gruntach lub nad wodą, w terenie otwartym nie osłoniętym wysokimi budynkami lub wzgórzami. Przesłony terenowe wyraźnie osłabiają promieniowanie anteny w kierunkach najbardziej korzystnych, tj. pod niewielkim kątem do powierzchni ziemi.

Poziomy dipol półfalowy

Poziomy dipol półfalowy — to najczęściej użytkowana klasyczna antena krótkofalowa, łatwa do zainstalowania w jakichkolwiek warunkach. Z tego zasadniczego układu wywodzi się szereg odmian anten pół-



Rys. 12-26. Charakterystyki kierunkowego promieniowania dipola poziomego nad ziemią o dobrej przewodności: a) w płaszczyźnie prostopadłej do osi anteny; b) w płaszczyźnie przechodzącej przez oś anteny

falowych, różniących się przede wszystkim sposobem zasilania. Charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej wykazuje słabą kierunkowość wzdłuż osi prostopadłej do ramion dipola.

Optymalna wysokość zawieszenia dipola zawiera się w granicach $^1/_2 \div 1\lambda$. Przy takiej wysokości promieniowanie anteny w płaszczyźnie pionowej zapewnia skuteczną łączność zarówno bliską jak i daleką

(rys. 12-26); dlatego też można uważać taką antenę za bardziej uniwersalną.

Prąd na końcach dipola teoretycznie ma wartość zerową, a szybkość rozchodzenia się fali wzdłuż przewodu odpowiada prędkości światła. W rzeczywistości jednak istnieje pewna pojemność w stosunku do ziemi i wobec tego prąd na końcach dipola nie jest równy zeru, a prędkość rozchodzenia się fali wzdłuż przewodu jest mniejsza od teoretycznej. Wynika stąd konieczność skrócenia rzeczywistych rozmiarów dipola; zależą one od długości fali oraz średnicy przewodu anteny. Dla przewodów o średnicy 3 ÷ 4 mm przyjmuje się z pewnym przybliżeniem rzeczywistą długość całkowitą anteny półfalowej, pracującej wyłącznie na fali własnej:

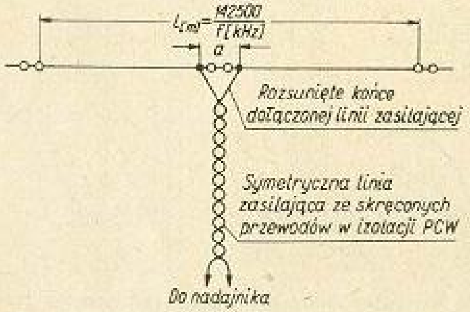
$$l_a = 0{,}475\ \lambda$$

Na przewód anteny najlepiej nadaje się pełny drut miedziany, linka bowiem ulega znacznie szybciej korozji.

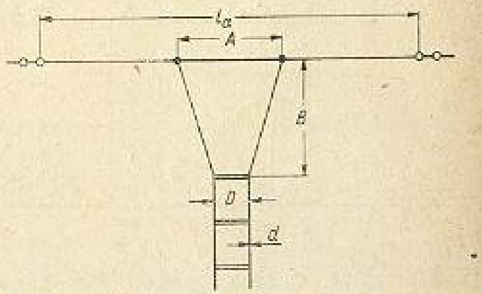
Dipol półfalowy zasilany poprzez linię symetryczną z falą bieżącą

Linia symetryczna z falą bieżącą odznacza się małymi stratami i prostą konstrukcją. Oporność wejściowa w środku pojedynczego dipola półfalowego zależnie od wysokości zawieszenia go nad ziemią jest rzędu 60 ÷ 80 Ω. Dokładne dopasowanie może być osiągnięte przy użyciu linii symetrycznej o oporności falowej tegoż rzędu. Linie takie są produkowane przez przemysł, ale jeszcze mało dostępne na rynku radioamatorskim. Przy niewielkich długościach linii można zastępczo stosować dwa skręcone z sobą przewody w izolacji z miękkiej masy plastycznej. Linia taka ma oporność falową około 100 ÷ 150 Ω i wykazuje znaczną tłumienność. Może być przydatna jedynie do pracy w pasmach 80 i 40 m. Ze względu na nieznaczne niedopasowanie przyłącza się ją nie w samym środku, lecz w pewnej niewielkiej odległości po obu stronach rozdzielającego izolatora (rys. 12-27).

Bardziej wskazane jest stosowanie łatwo dostępnego kabla telewizyj-



Rys. 12-27. Dipol półfalowy zasilany poprzez symetryczną linię ze skręconych przewodów izolowanych



Rys. 12-28. Dipol półfalowy zasilany poprzez transformator „delta"

nego płaskiego w izolacji polietylenowej o oporności falowej 240 ÷ 300 Ω. Również godna polecenia jest napowietrzna linia dwuprzewodowa z izolatorami w postaci prętów, o oporności rzędu 400 ÷ 600 Ω. Do dopasowania tego rodzaju linii zasilających służą zwykle układy transformatorów oporności.

Układ anteny zasilany poprzez tzw. transformator delta uwidoczniony jest na rys. 12-28. Skróconą długość anteny (w metrach) określa się ze wzoru

$$l_a = \frac{142\,500}{f}$$

Odstęp symetrycznie dołączonych przewodów (w metrach) linii zasilającej o oporności falowej 600 Ω określa wzór

$$A = \frac{36\,000}{f}$$

Wysokość trapezu (w metrach) utworzonego przez transformator wynosi

$$B = \frac{45\,100}{f}$$

W powyższych zależnościach częstotliwość f jest wyrażona w kilohercach. Odstęp między przewodami linii zasilającej określony jest zależnością

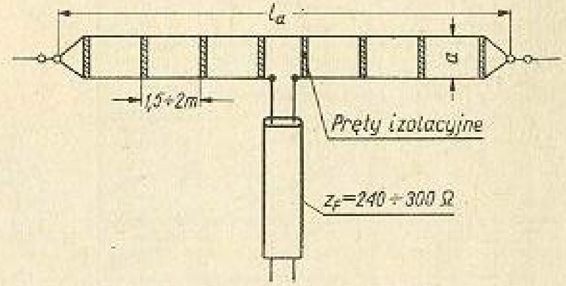
$$D = 75\ d$$

Tego typu antena zapewnia dość łatwe dopasowanie, a poza tym dobrze pracuje w zakresie całego pasma i nie wymaga dobrego uziemienia, jak zresztą wszystkie anteny zasilane symetrycznie. Jednak przy pracy na różnych pasmach jej oporność wejściowa może się zmieniać w dość znacznych granicach. Niezłe dopasowanie uzyskuje się na nieparzystych harmonicznych.

Dipol pętlowy

Dipol pętlowy jest odmianą dipola półfalowego zasilanego poprzez linię symetryczną z falą bieżącą. Tworzą go dwa równolegle połączone dipole półfalowe (rys. 12-29).

Rys. 12-29. Dipol półfalowy zasilany poprzez linię symetryczną z falą bieżącą



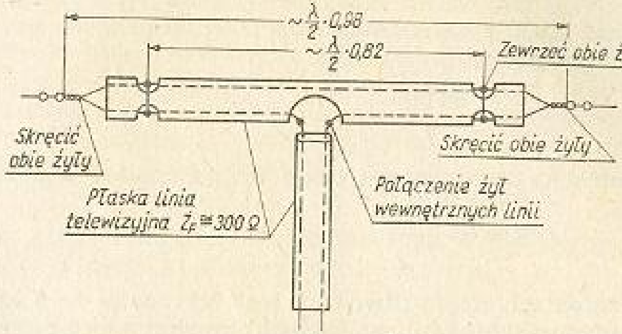
Długość anteny wynosi

$$l_a = 0{,}95\,\frac{\lambda}{2}$$

a odstęp między przewodami, zależnie od pasma:

3,5	MHz —	200 mm
7	MHz —	150 mm
14	MHz —	100 mm
21	MHz —	70 mm
28	MHz —	50 mm.

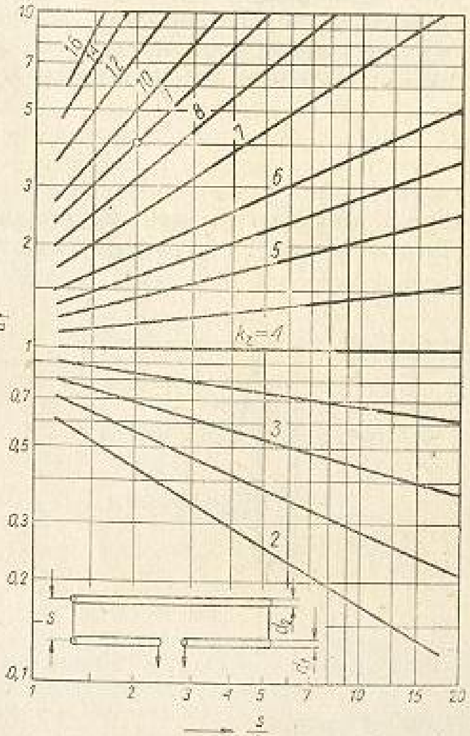
Odstęp ten utrzymują pręty izolacyjne rozmieszczone w odległości 1,5 ÷ ÷ 2 m od siebie. Oporność wejściowa anteny, o ramionach górnych i dolnych wykonanych z przewodów o jednakowej średnicy wynosi 300 Ω. Łatwe jest więc zasilanie jej za pomocą płaskiej linii telewizyjnej. W prostych przypadkach mogą być wykonane z tego kabla również i sa-



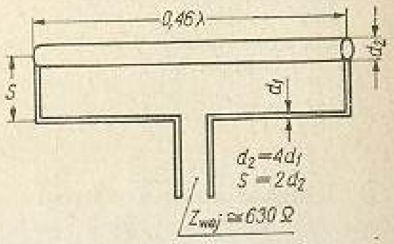
Rys. 12-30. Dipol pętlowy wykonany z płaskiej linii telewizyjnej

me ramiona anteny (rys. 12-30); jako wygodna i lekka nadaje się ona szczególnie do nadajników przenośnych.

Przez zwiększenie średnicy górnego przewodu anteny można w prosty sposób zwiększyć oporność wejściową anteny (rys. 12-31). I tak, gdy



Rys. 12-31. Zmiana oporności wejściowej dipola pętlowego w zależności od konstrukcji elementów

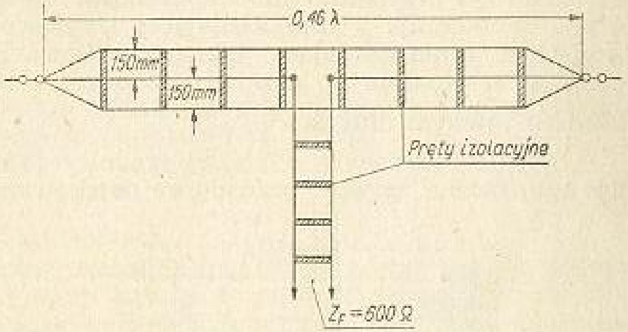


Rys. 12-32. Przykład dipola pętlowego z ramionami o różnej średnicy

$d_2 = 4\,d_1$ (rys. 12-32), to jest, gdy górny przewód wykonany jest z podwójnie skręconego przewodu dolnej części, oporność wejściowa wynosi około 630 Ω(9 × 70 Ω). Osiąga się w tym przypadku łatwe dopasowanie dipola do powszechnie stosowanej napowietrznej linii dwuprzewodowej.

Dipol pętlowy jest w zasadzie anteną jednozakresową; w ostateczności może być wykorzystany na nieparzystych harmonicznych. W obrębie pasma pracuje równomiernie (szerokopasmowy), jest prosty w strojeniu, nie wymaga wysokojakościowych materiałów izolacyjnych i odznacza się dobrą sprawnością. Zasilając antenę poprzez linię o oporności falowej około 500 Ω można uzyskać kompromisowe dopasowanie do pracy na parzystych i nieparzystych harmonicznych.

Jeszcze lepsze wyniki od anteny pętlowej, jeśli chodzi o szerokopasmowość, zapewnia antena o potrójnej liczbie elementów, tzw. po-

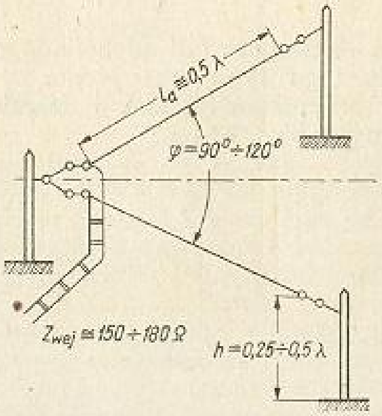


Rys. 12-33. Podwójny dipol pętlowy i jego zasilanie

dwójny dipol pętlowy (rys. 12-33). Zasila się go zwykle poprzez napowietrzną linię dwuprzewodową, przy czym samo dopasowanie na parzystych i nieparzystych harmonicznych można uznać za zadowalające.

Antena kątowa

Tego typu antena (rys. 12-34) odznacza się równomiernym promieniowaniem w płaszczyźnie poziomej. Charakterystyka w płaszczyźnie



Rys. 12-34. Konstrukcja anteny kątowej

pionowej nie odbiega od charakterystyki dipola poziomego. Długości ramion anteny nie są krytyczne, a kąt między nimi wynosi

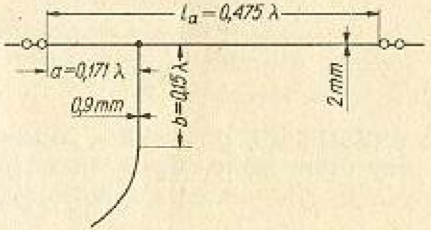
$$\varphi = 90° \div 120°$$

Przy kącie większym zaznacza się kierunkowość promieniowania (linia przerywana).

Dipol półfalowy zasilany poprzez niesymetryczną linię jednoprzewodową z falą bieżącą (Windom)

W dipolu półfalowym można wyznaczyć miejsce, w którym oporność wejściowa będzie wynosiła $\sim 500\ \Omega$. Podobną oporność falową posiada pojedynczy przewód zawieszony swobodnie w przestrzeni. Jest więc spełniony warunek dopasowania. Ze względu na zasilanie niesymetryczne nadajnik jest uziemiony. Antena tego typu jest w dużym stopniu uzależniona od stopnia przewodności ziemi i to właśnie utrudnia dopasowanie i strojenie. Dlatego też wyniki osiągane przy tego typu antenie zależne są często od przypadku lub okoliczności. Antena ta przy rozstrojeniu silnie promieniuje z linii zasilającej i sprawność układu znacznie się zmniejsza. Linia zasilająca jednoprzewodowa powinna być skierowana pod kątem prostym do anteny, bez zagięć i załamań przynajmniej na odcinku równym długości $\frac{\lambda}{4}$.

Stosując przewody o różnej średnicy (antena ⌀ 2 mm, linia ⌀ 0,9 mm) można uzyskać prawidłowe dopasowanie przy wymiarach ante-



Rys. 12-35. Antena typu Windom

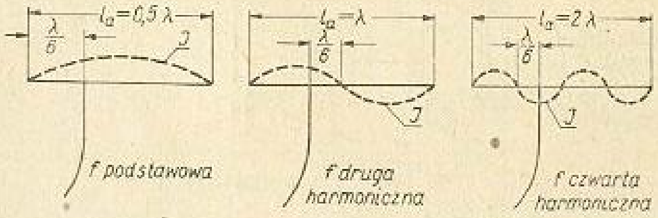
ny podanych na rys. 12-35. Np. dla pasma 40-metrowego wymiary wynoszą

$$l_a = 0,475 \cdot 42,5 = 20,20\ \text{m},$$
$$a = 0,171 \cdot 42,5 = 7,25\ \text{m}$$

gdzie

42,5 m — długość fali odpowiadająca środkowi pasma 7 MHz.

Antena tego typu jest prosta w konstrukcji, a ponadto dobrze pracuje w przypadku bliskich i dalekich odległości oraz na parzystych harmonicznych (rys. 12-36).



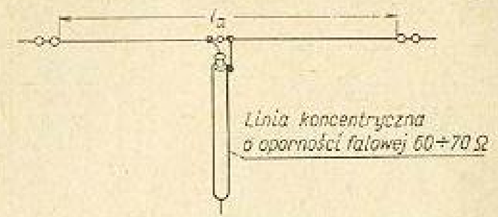
Rys. 12-36. Antena typu Windom przy pracy na parzystych harmonicznych

Najbardziej korzystne jest dobranie fali własnej anteny dla pasma 7 MHz. Wtedy antena pracuje bez dodatkowych przestrojeń dostatecznie sprawnie w zakresie 20,14 i 10 metrów.

Długość doprowadzenia jednoprzewodowego może sięgać 50 m. Sprzężenie linii zasilającej następuje bądź poprzez kondensator wprost z obwodem wejściowym nadajnika (tylko przy nadajnikach QRP), bądź lepiej poprzez niesymetryczny filtr π (Collins).

Dipol półfalowy zasilany poprzez linię koncentryczną

Dipol półfalowy o oporności wejściowej 70 Ω może być z powodzeniem zasilany w układzie niesymetrycznym, poprzez linię koncentryczną



Rys. 12-37. Dipol półfalowy zasilany poprzez linię koncentryczną

wykonaną ze zwykłego kabla telewizyjnego (rys. 12-37). Długość ramion anteny (w metrach) określa się na podstawie wzoru

$$l_a = \frac{142\,500}{f}$$

gdzie f jest wyrażone w kilohercach.

W praktyce zasilanie anteny symetrycznej poprzez linię niesymetryczną nie wprowadza poważniejszych strat poza pewnym odkształceniem charakterystyki promieniowania i niewielkim promieniowaniem linii zasilającej.

Anteny wielopasmowe

W dipolu półfalowym przy promieniowaniu zmienia się rozkład fali napięcia wzdłuż długości i oporność wejściowa zawiera prócz składowej czynnej także składową indukcyjną, którą kompensuje się skróceniem rzeczywistej długości anteny. Skrócenie to w stosunku do rozmiarów teoretycznych ustala się według

$$l_{ad} = \frac{150}{f}(n - 0,05)$$

w którym:

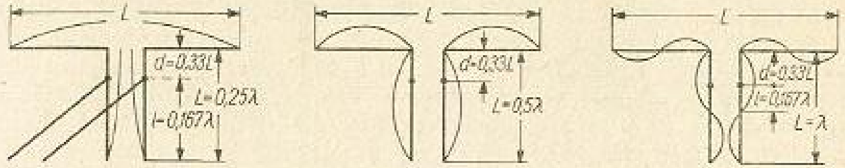
l_{ad} — długość rezonansowa dipola symetrycznego, w m;
f — częstotliwość, w MHz;
n — liczba połówek fal mieszczących się na całej długości anteny (częstotliwość podstawowa $n = 1$, 2-ga harmoniczna $n = 2$ itd).

Na podstawie powyższego wzoru można stwierdzić, że dla każdej następnej harmonicznej antena powinna być coraz bardziej skracana. Zatem przy pracy podstawowej anteny na wyższych harmonicznych należy się liczyć ze wzrostem odstrojenia od rezonansu. Stosowanie jednej anteny na wielu pasmach amatorskich jest jednak wygodne i wobec tego stosuje się w praktyce różne rodzaje specjalnych anten szerokopasmowych, zapewniających pracę na wielu zakresach bez wyraźnego pogorszenia się charakterystyki promieniowania i sprawności.

Anteny z falą bieżącą w pracy na harmonicznych

Dipol symetryczny dla harmonicznych parzystych wykazuje znaczną oporność wejściową i przy zasilaniu go przez linię o niewielkiej stosunkowo oporności falowej występuje duże niedopasowanie. W celu dopaso-

wania stosuje się omówiony poprzednio transformator rezonansowy w postaci odcinka rozwartej na końcu linii o długości $\frac{\lambda}{4}$. Przy podłączeniu linii zasilającej w odległości 1/3 długości tego transformatora od strony anteny (rys. 12-38) uzyskuje się prawie jednakowe dopasowanie dla częstotli-



Rys. 12-38. Dipol symetryczny zasilany poprzez transformator rezonansowy na częstotliwościach harmonicznych

wości podstawowej i wszystkich parzystych częstotliwości harmonicznych. W rzeczywistości, pełnego dopasowania dla harmonicznych nie osiąga się z powodu zwiększenia się oporności promieniowania przy wzroście liczby harmonicznych. Oporność falowa linii zasilającej wynosi zwykle 600 Ω. Aby warunek dopasowania w tym układzie był spełniony, należy stosować transformator rezonansowy o oporności falowej 416 Ω.

Antena zasilana poprzez transformator delta może być stosowana do pracy na częstotliwościach harmonicznych bez większych trudności. Dopasowanie linii zasilającej poprzez transformator ćwierćfalowy dla drugiej harmonicznej spełnia już warunki dostatecznego dopasowania dla wszystkich pozostałych harmonicznych parzystych. Pewne zmiany oporności promieniowania mogą tu być pominięte.

Antena zasilana poprzez linię jednoprzewodową, podłączoną w odległości ok. 1/3 od jej końca, zapewnia prawidłowe dopasowanie do wszystkich harmonicznych parzystych (rys. 12-36). Warunkiem takiego podłączenia linii zasilającej jest dobranie odpowiedniej dla niej oporności falowej, która zależy od średnicy przewodu linii.

Antena wielopasmowa W3DZZ

33 m

Antena ta, opracowana przez amerykańskiego krótkofalowca W3DZZ, może być z powodzeniem użyta do pracy na pasmach 80, 40, 20, 15, 10 m. Zasilana jest poprzez podłączoną w środku linię zasilającą o oporności 75 Ω. Oryginalna antena była zasilana poprzez kabel symetryczny. Można ją również zasilać bezpośrednio poprzez zwykłą linię koncentryczną bez układu symetrycznego. Zniekształcenia charakterystyki promieniowania są nieznaczne, przy czym długość kabla jest dowolna. Antena ma stosunkowo niewielkie wymiary (rys. 12-39), a w obu jej ramionach umieszczone są obwody rezonansowe nastrojone na stałe na częstotliwość 7,2 MHz.

W pracy na poszczególnych pasmach cechują tę antenę następujące właściwości:

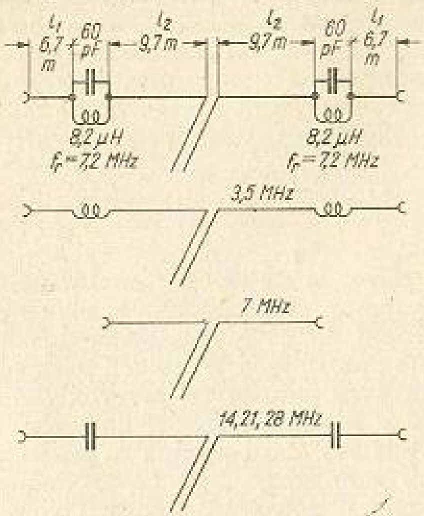
80 m — obwody rezonansowe mają charakter indukcyjny, przedłużają antenę do długości rezonansowej;

40 m — obwody rezonansowe praktycznie odłączają końcowe odcinki w obu ramionach anteny;

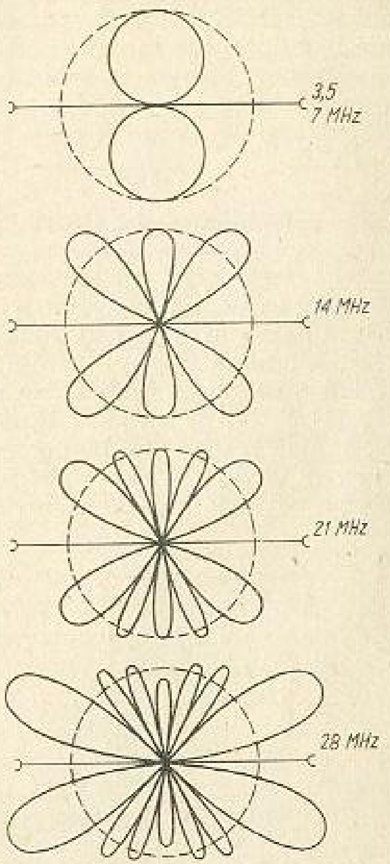
20 m — obwody rezonansowe mają charakter pojemnościowy i skra-

cają antenę. Przedstawia ona długość czynną : 20 m — $\frac{3}{2}\lambda$, 15 m — $\frac{5}{2}\lambda$, 10 m — $\frac{7}{2}\lambda$.

Charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej przedstawione są na rys. 12-40. Współczynnik fali stojącej w linii zasilającej nie

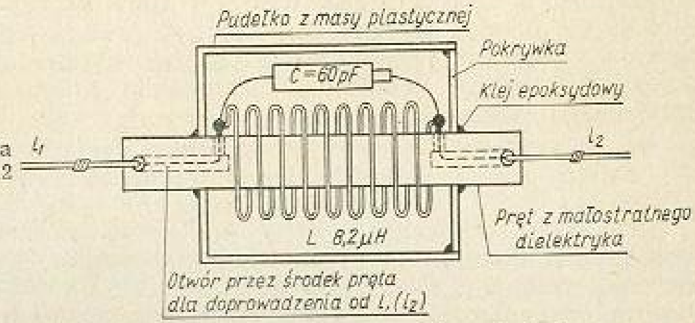


Rys. 12-39. Antena wielopasmowa W3DZZ i jej układy zastępcze na częstotliwościach harmonicznych



Rys. 12-40. Charakterystyki promieniowania anteny W3DZZ

przekracza na ogół 2. Częstotliwości rezonansowe na poszczególnych pasmach mają wartość: 3,7 MHz, 7,05 MHz, 14,1 MHz, 21,2 MHz, 28,4 MHz.



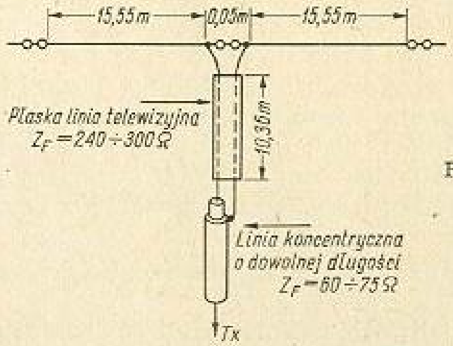
Rys. 12-41. Konstrukcja obwodów strojonych 7,2 MHz

Cewkę obwodu wykonuje się z grubego przewodu miedzianego srebrzonego nawijając go na pręcie z materiału o niewielkiej stratności. Do

tego pręta przymocowuje się przewody obu odcinków anteny. Indukcyjność cewki wynosi 8,2 μH. Kondensatory obwodu najlepiej stosować powietrzne o pojemności 60 pF. Można użyć również małych kondensatorów strojonych, ułatwia to bowiem dobranie rezonansu na częstotliwości 7,2 MHz. Przy stosowaniu kondensatorów ceramicznych należy zwrócić uwagę na napięcie pracy (nie mniej 2 kV). Wykonane obwody rezonansowe zestraja się za pomocą generatora GDO. Dobroć obwodu powinna być duża, nie mniejsza od 100. Cały obwód rezonansowy umieszcza się w hermetycznym pudełku (ewentualnie z masy plastycznej) umocowanym w szereg z przewodami antenowymi (rys. 12-41). Po zamknięciu pudełka uszczelnia się go klejem epoksydowym lub plastykowym (typu PCW — CH).

Antena wielopasmowa G5RV

Antena tego typu opracowana przez brytyjskiego amatora G5RV, pracuje poprawnie na wszystkich pasmach amatorskich w zakresie fal krótkich. Charakterystyka kierunkowości na 80 m przebiega dookólnie, na 40 m ma postać typowej ósemki, na pozostałych krótszych pasmach — kształt wielolistkowy. Antenę tworzą dwa jednakowe przewody o długości 15,55 m. Do przewodów dipola w środkowej części dołączony jest odcinek symetrycznej linii dwuprzewodowej. Zastosowano tu płaski kabel telewizyjny. W dolnej części obwodu zasilającego (rys. 12-42) dołączony jest dalszy odcinek linii koncentrycznej o dowolnej długości połączony



Rys. 12-42. Antena wielozakresowa G5RV

już wprost z wyjściem nadajnika. W układzie wyjściowym nadajnika stosuje się niesymetryczny filtr typu π. Antena tego typu jest obecnie szeroko stosowana przez wielu krótkofalowców europejskich. Można ją zalecić wszystkim nadawcom, szczególnie pracującym w warunkach miejskich (małe zakłócenia BCL).

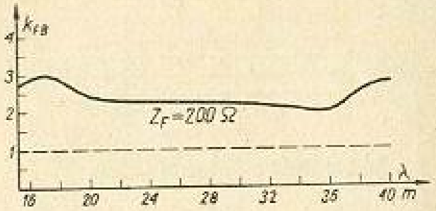
Anteny szerokopasmowe. Dipol Nadinienki

Oporność wejściowa anteny przy rezonansie jest uzależniona od oporności falowej anteny, a ta z kolei od średnicy przewodu tworzącego ramiona anteny. Wraz ze wzrostem średnicy przewodu maleje oporność falowa, oraz oporność wejściowa (składowa czynna i bierna), która — co jest najważniejsze — przyjmuje stałą wartość w szerszym zakresie częstotliwości. Oczywiście zmiany te wymagają stosowania także linii zasila-

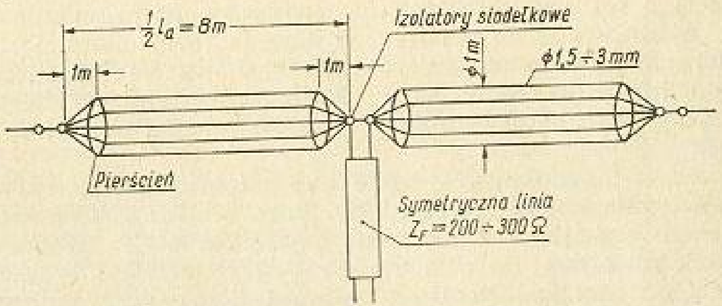
jącej o zmniejszonej oporności falowej. Na tej też zasadzie oparła się konstrukcja szerokopasmowego dipola symetrycznego Nadinienki.

Stosując anteny o średnicy rzędu 1 m (0,03 λ dla zakresu fal krótkich) otrzymuje się oporność falową anteny około 300 Ω oraz oporność wejściową rzędu 200 Ω stałą w szerokim zakresie częstotliwości. Przy linii czteroprzewodowej o $Z_F = 200\ \Omega$ otrzymuje się prawie stałą wartość współczynnika fali bieżącej w linii zasilającej. Współczynnik fali bieżącej nie

Rys. 12-43. Zmiany współczynnika fali bieżącej w linii czteroprzewodowej zasilającej dipol Nadinienki



przekracza 3 (rys. 12-43). Dla uzyskania pozornej dużej średnicy elementów dipola, ramiona anteny wykonuje się w postaci długiego walca utworzonego z szeregu przewodów rozmieszczonych na jego pobocznicy. W zupełności wystarcza tu 4 ÷ 6 przewodów miedzianych o średnicy 2 ÷ 3 mm. Przewody utrzymywane są w stałej od siebie odległości za pomocą pierścieni drewnianych, plastykowych lub metalowych. W przypadku stosowania wsporników z drewna należy je uprzednio impregnować w parafinie lub ksylamicie. Przewody przymocowuje się do wsporników cienkim drutem wiązałkowym. Przewody zewnętrzne anteny nie muszą być izolowane od wsporników. Wsporniki metalowe lub plastykowe powinny być koliste, drewniane zaś (z listewek 40 × 40) — sześciobоczne. Na końcach ramion anteny przewody splata się razem i umocowuje do porcelanowego izolatora. W części środkowej podłącza się prze-



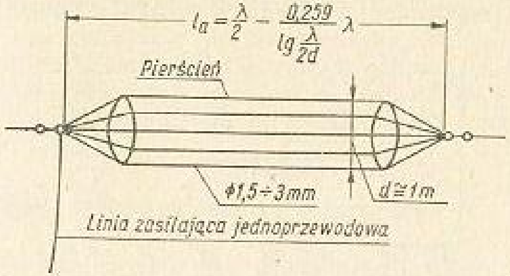
Rys. 12-44. Szerokopasmowy dipol Nadinienki

wody symetrycznej linii zasilającej, którą może stanowić także płaski kabel telewizyjny w izolacji z miękkiego tworzywa sztucznego, o oporności falowej 200 ÷ 300 Ω.

Konstrukcja i wymiary anteny dla zakresów 40, 20, 14, 10 m uwidocznione są na rys. 12-44.

Charakterystyka promieniowania dipola Nadinienki jest zgodna z charakterystyką zwykłego symetrycznego dipola jednoprzewodowego. Ze względu na swą złożoność i ciężar antena ta jest uciążliwa w instalacji; niezbędne są tu silne elementy wsporcze wytrzymujące znaczne parcie wiatru na dużą powierzchnię anteny.

Na podobnej zasadzie, jak w przypadku szerokopasmowego dipola symetrycznie zasilanego, zbudowany jest dipol z jednoprzewodowym zasilaniem niesymetrycznym (rys. 12-45). Tworzy go wiązka przewodów o średnicy 2 mm rozłożonych wzdłuż pobocznicy walca, o średnicy rzędu 1 m. Walec ten zawieszony na wysokości $h = \frac{\lambda}{4}$ przedstawia oporność



Rys. 12-45. Antena szerokopasmowa zasilana od końca poprzez niesymetryczną linię jednoprzewodową

wejściową około 500 Ω. Jest to jednocześnie oporność falowa pojedynczego przewodu, który można zastosować jako linię zasilającą. Dopasowanie anteny przy pracy na nieparzystych harmonicznych zmienia się w nieznacznych granicach. Aby móc wykorzystać tego typu antenę także w pracy na harmonicznych parzystych, należy w pewnym stopniu zwiększyć jej oporność falową przez zmniejszenie średnicy walca do 0,8 m.

12.12. Anteny kierunkowe

Moc nadajników amatorskich — zgodnie z warunkami licencji — jest ograniczona wartością mocy doprowadzonej do lampy stopnia końcowego. Z tego też powodu uzyskanie zwiększonego promieniowania nie może być zrealizowane na drodze zwiększenia mocy nadajnika. Najlepszym rozwiązaniem tego zagadnienia jest więc stosowanie takiego układu antenowego, który promieniując w określonym kierunku zwiększy tam natężenie pola przez skupienie mocy promieniowanej uprzednio w wielu kierunkach.

Zysk anten kierunkowych może być zatem zapewniony wyłącznie przez odpowiednią konstrukcję anteny. Poza zyskiem, stosowanie anten kierunkowych umożliwia otrzymanie charakterystyki promieniowania pod niewielkimi kątami do poziomu, co — jak wiadomo — jest warunkiem dalekiego zasięgu. Kosztem złożonej konstrukcji anteny można osiągnąć znaczne zwiększenie zasięgu stacji.

Anteny typu Long-Wire

Przy zwiększeniu długości przewodu anteny w stosunku do długości zasilającej ją fali — główny kierunek promieniowania skupia się wzdłuż osi anteny. Skupienie to, a zatem wyraźne ukształtowanie się kierunkowości, występuje już w antenie o długości większej od 2 λ. Z tablicy 12-1 widać wzrost zysku antenowego w głównym kierunku promieniowania w stosunku do promieniowania pojedynczego dipola półfalowego. Występuje także stopniowe skupianie się wiązki promieniowania. Oporność promieniowania długiej anteny zwiększa się wraz ze wzrostem długości.

Tablica 12-1

Dane charakterystyczne anten typu „Long-Wire"

Liczba połówek układających się w przewodzie	Wzór na długość fali rezonansowej f — częstotl.	Z_F	Kąt między głównym kierunkiem a przewodem	Zysk antenowy w głównym kierunku promieniowania w porównaniu z dipolem półfalowym
	MHz	Ω	w stopniach	dB
1	$\frac{143}{f}$	73	90	0
2	$\frac{293}{f}$	94	54	0,6
3	$\frac{442}{f}$	102	43	1,1
4	$\frac{592}{f}$	109	36	1,6
5	$\frac{742}{f}$	116	33	2,0
6	$\frac{894}{f}$	122	30	2,6
7	$\frac{1046}{f}$	127	28	3,0
8	$\frac{1193}{f}$	130	26	3,5
9	$\frac{1342}{f}$	134	24	3,9
10	$\frac{1495}{f}$	138	22	4,3

Wadą tego typu anteny jest strata mocy wypromieniowanej na dodatkowe liczne listki nie pokrywające się z głównym kierunkiem promieniowania oraz konieczność stosowania bardzo długich przewodów dla uzyskania znacznego zysku antenowego. Natomiast zaletą jest prostota konstrukcji i niewielki koszt. Pewną niedogodnością są tu trudności zawieszenia tak długiej anteny, szczególnie w warunkach miejskich. Antena powinna się znajdować w przestrzeni niezabudowanej. Promieniuje ona pod najmniejszym kątem (~10°) w przypadku zawieszenia na wysokości 2 λ. Przy zawieszeniu na wysokości $\frac{\lambda}{2}$ kąt promieniowania zwiększa się do 35°. Ogólnie jednak biorąc, antena długa odznacza się stosunkowo płaskim promieniowaniem. Kierunkowość promieniowania w płaszczyźnie poziomej dla różnych długości części promieniującej przedstawiona jest na rys. 12-46.

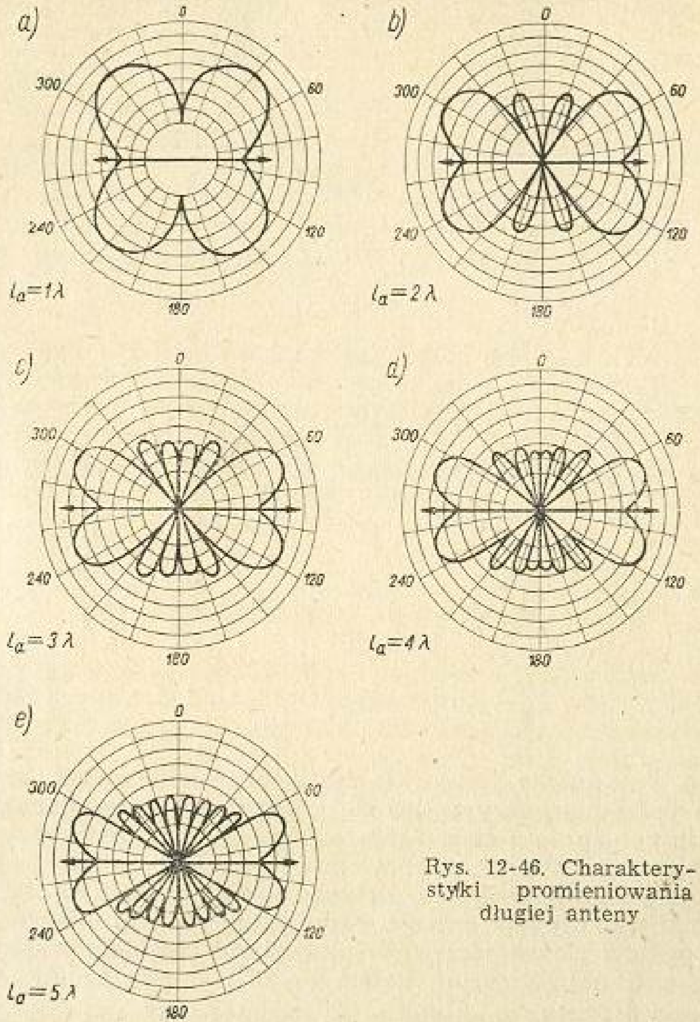
Długość przewodu anteny (promienia) oblicza się z zależności

$$l_s = \frac{150\,(n - 0,05)}{f}$$

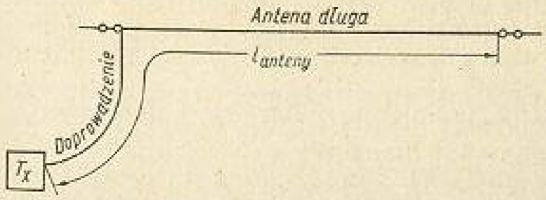
w której:

l_s — długość anteny, w m;
n — liczba półfal w antenie,
f — częstotliwość rezonansowa, w MHz.

Niesymetryczne zasilanie anteny z jednego końca powoduje zwiększone promieniowanie w kierunku swobodnego końca przewodu anteny. Najczęściej ma ona wraz z doprowadzeniem kształt odwróconej litery L.



Rys. 12-46. Charakterystyki promieniowania długiej anteny



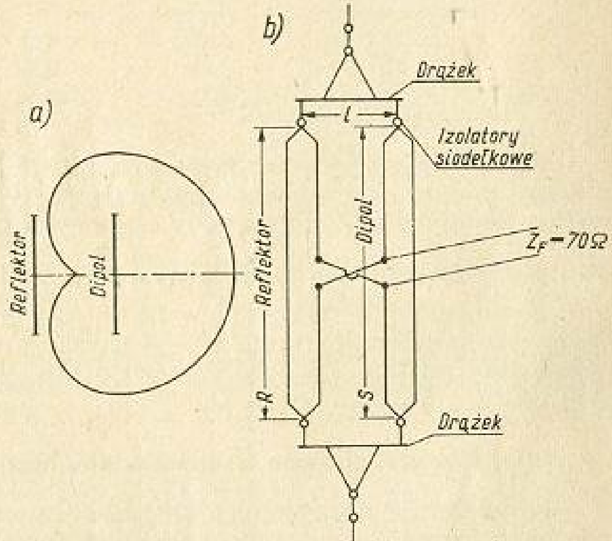
Rys. 12-47. Określanie długości anteny „Long-Wire"

Długość doprowadzenia dolicza się do długości promienia (rys. 12-47). Ze względu na łatwość promieniowania wyższych harmonicznych oraz promieniujące doprowadzenie, antenę należy zasilać poprzez filtr typu π.

Antena przeciwfazowa kierunkowa typu ZL

Ten rodzaj anteny, opracowany w Nowej Zelandii przez krótkofalowca ZL3MH, stosowany jest jako antena nadawcza i odbiorcza. Dobrze eliminuje zakłócenia z kierunku przeciwnego do pożądanego i odznacza się większą szerokopasmowością niż inne anteny kierunkowe (np. rotary beam).

Antena składa się z pętlowego dipola promieniującego i takiego samego reflektora (rys. 12-48). Odstęp między dipolem a reflektorem



Rys. 12-48. Antena typu ZL: a) charakterystyka promieniowania; b) konstrukcja anteny

wynosi $\frac{1}{8}\lambda$. Reflektor zasilany jest poprzez odcinek linii zasilającej, co zapewnia odpowiednie przesunięcie fazowe prądu zasilającego element.

Wymiary i odstęp elementów anteny (w metrach) określają wzory

$$R = \frac{153}{f}$$

$$S = \frac{145}{f}$$

$$l = \frac{36{,}4}{f}$$

gdzie f jest wyrażone w megahercach.

Wymiary i odstęp elementów dla trzech najwyższych zakresów amatorskich podane są w tablicy 12-2.

Optymalna wysokość zawieszenia anteny wynosi $\frac{\lambda}{2}$. Otrzymuje się wtedy główną wiązkę promieniowania w płaszczyźnie pionowej pod kątem 30° do poziomu bez dodatkowych listków. Ponieważ oporność wejściowa układu antenowego wynosi 70 Ω, można zatem jako linię zasilającą

wykorzystać kabel koncentryczny dołączony poprzez ćwierćfalowy układ symetryzujący.

Zysk anteny w kierunku głównego promieniowania wynosi 5 ÷ 7 dB w stosunku do pojedynczego dipola. Stosunek promieniowania przód — tył jest nie mniejszy od 40 dB.

Tablica 12-2

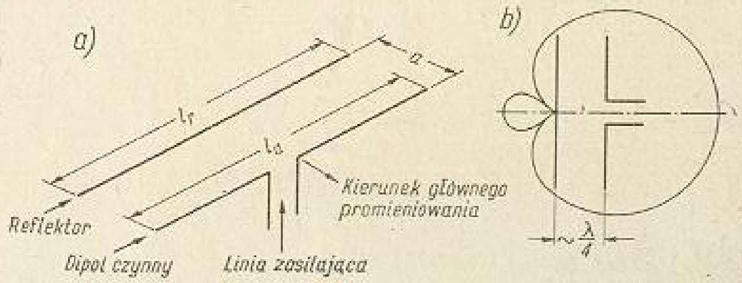
Rozmiary i odstęp elementów anteny typu ZL dla trzech zakresów częstotliwości

Częstotliwość MHz	R m	S m	l m
28,2	5,42	5,15	1,29
21,1	7,25	6,84	1,72
14,1	10,85	10,30	2,58

Antenę wykonuje się z przewodów lub linki o średnicy 2 ÷ 3 mm. Odstępy między przewodami utrzymują pręty izolacyjne rozmieszczone co 15 ÷ 20 cm od siebie. Przewody elementów naciąga się mocno i zawiesza między dwoma masztami na wysokości najlepiej $\frac{\lambda}{2}$ od ziemi. Wysokość zawieszenia ma duży wpływ na wyniki pracy anteny. Przy antenie zawieszonej wzdłuż kierunku $N-S$ uzyskuje się dobre promieniowanie w kierunku na W, a po obróceniu jej o 180° (np. za pomocą przekładni sznurowej) — w kierunku na O.

Anteny przeciwfazowe z elementami biernymi (Yagi)

We właściwie dostrojonych i odpowiednio rozmieszczonych elementach biernych anteny wielodipolowej występują prądy przesunięte w fazie, a w wyniku kierunkowość promieniowania. Zasila się przy tym tylko jeden dipol czynny. Właściwe przesunięcie fazowe w elemencie biernym następuje wskutek zmiany jego geometrycznej długości. (Zwykle jest on dłuższy od dipola czynnego).



Rys. 12-49. Dipol symetryczny z reflektorem biernym: a) konstrukcja; b) charakterystyka promieniowania

Najprostszą anteną tego typu jest dipol symetryczny z reflektorem biernym (rys. 12-49). Zapewnia on zysk mocy w kierunku głównego promieniowania około 4 dB w stosunku do pojedynczego dipola, przy czym osłabienie promieniowania wstecznego wynosi ~ 5 dB.

Wymiary anteny określa się na podstawie wzorów

$$l_a = \frac{143,4}{f}; \qquad l_r = \frac{146,6}{f}; \qquad a = \frac{75}{f}$$

w których:

l_a — długość dipola zasilanego,

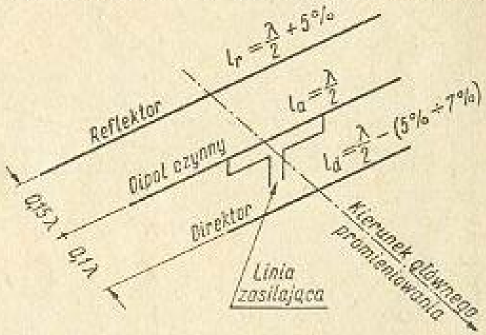
l_r — długość dipola reflektora,

a — odległość między elementami,

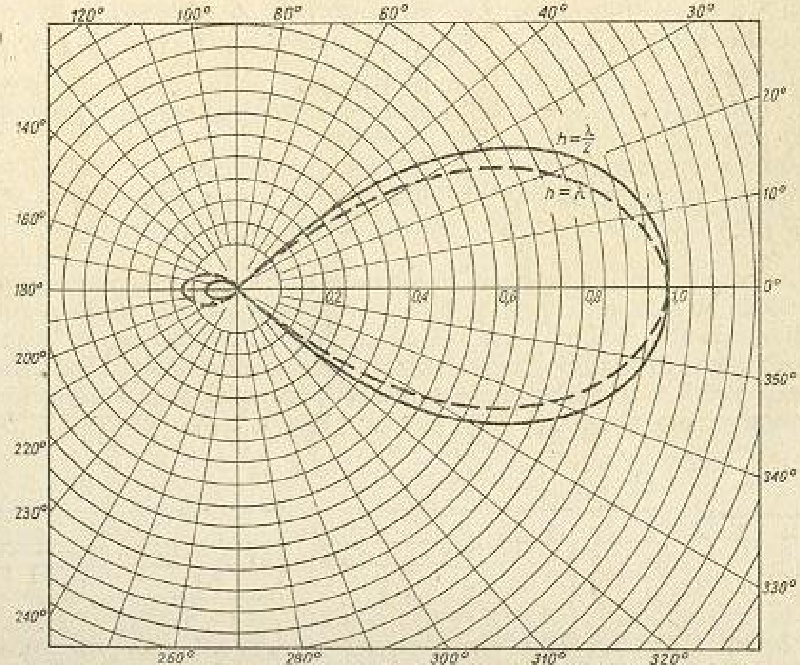
jeśli wszystkie wymiary wyrażone są w metrach, a częstotliwość rezonansowa w megahercach.

Stosując jeszcze jeden element bierny skrócony w stosunku do dipola zasilanego i umieszczony w odległości 0,1 λ, otrzymuje się dodatkowe

Rys. 12-50. Dipol z reflektorem i direktorem

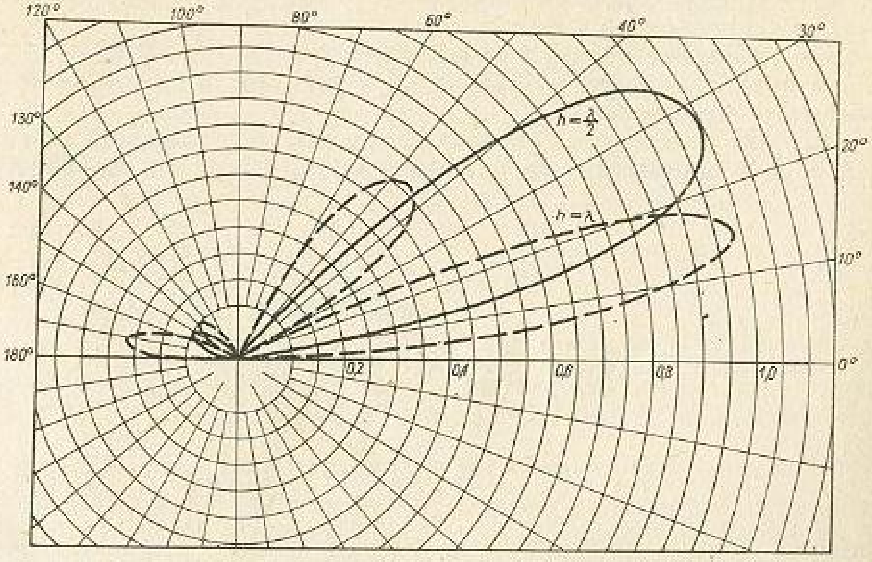


skupienie wiązki promieniowania w jego właśnie kierunku. Element dodatkowy nazywamy direktorem. W rezultacie zwiększa się zasięg działania anteny przez wzrost skupienia wiązki, a osłabia promieniowanie



Rys. 12-51. Charakterystyka promieniowania trójelementowej anteny kierunkowej w płaszczyźnie poziomej

wsteczne. W ten sposób powstaje antena trójelementowa zawierająca: reflektor, dipol czynny i direktor (rys. 12-50). Antenę tę cechuje charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej (rys. 12-51) oraz charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej (rys. 12-52)

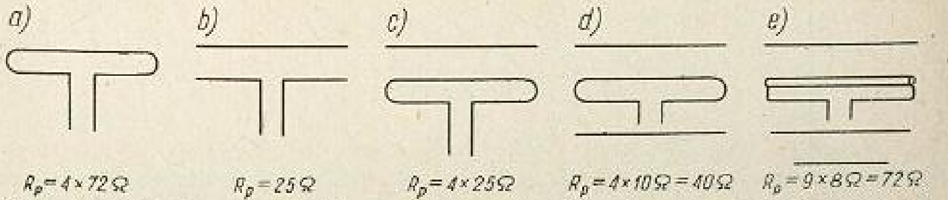


Rys. 12-52. Charakterystyka promieniowania trójelementowej anteny kierunkowej w płaszczyźnie pionowej

przy wysokości zawieszenia $\frac{\lambda}{2}$ nad powierzchnią ziemi. Zysk mocy jest rzędu 10 dB, przy osłabieniu promieniowania wstecznego ~ 30 dB. Oczywiście oporność wejściowa odpowiednio zmniejsza się; dla pojedynczego dipola czynnego wynosi ona odpowiednio:

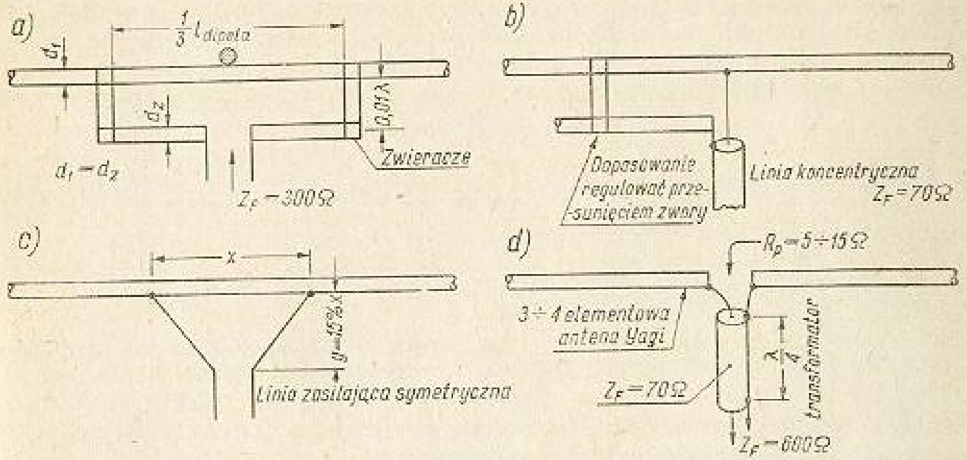
antena dwuelementowa (reflektor, dipol czynny) — 25 Ω,
antena trzyelementowa (reflektor, dipol czynny, direktor) — 10Ω,
antena czteroelementowa (reflektor, dipol czynny, direktor, direktor) — 8 Ω.

W celu poprawienia tego stanu rzeczy stosuje się elementy czynne przede wszystkim w postaci dipoli pętlowych, wykazujących większą oporność promieniowania. Dipole pętlowe mogą być wykonane z ramionami o niejednakowej średnicy (rys. 12-31). Wzrost oporności promieniowania różnych dipoli i układów w stosunku do oporności promieniowania pojedynczego dipola przedstawiony jest przykładowo na rys. 12-53. W przy-



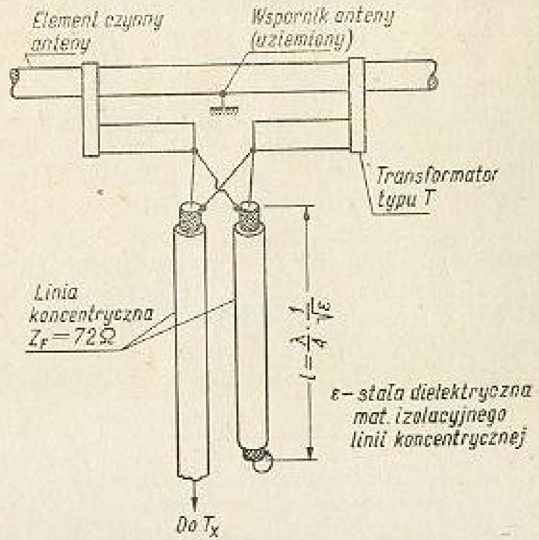
Rys. 12-53. Zmiany oporności promieniowania różnych anten przeciwfazowych z elementami biernymi

padku układu z rys. 12-53e oporność promieniowania jest równa oporności falowej zwykłego kabla koncentrycznego. Kształtowanie się oporności promieniowania przy różnych średnicach rurek dipola pętlowego ilustruje wykres na rys. 12-30.



Rys. 12-54. Układy transformatorów dopasowujących linie zasilające do anten wieloelementowych kierunkowych: a) transformator T; b) transformator „gamma"; c) transformator „delta"; d) transformator ćwierćfalowy

Możliwe jest także użycie odpowiedniego transformatora oporności dla dopasowania linii zasilającej. Najczęściej stosowane układy transformatorów uwidocznione są na rys. 12-54.

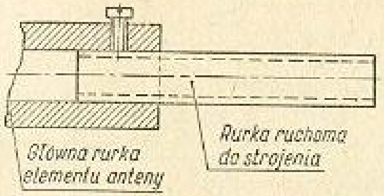


Rys. 12-55. Układ symetryzujący dla koncentrycznej linii zasilającej

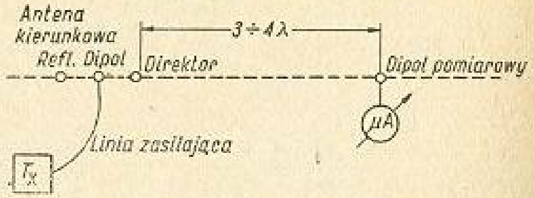
Elementy czynne, jako zwykle symetryczne, powinny być zasilane także poprzez linię symetryczną. W przypadku stosowania kabla koncentrycznego jako linii zasilającej, konieczne jest zbudowanie układu symetryzującego według rys. 12-55. Transformatorem jest tu odcinek linii

koncentrycznej o długości $\frac{\lambda}{4}$ dołączony do dipola czynnego. Dokładna długość odcinka zależy od rodzaju materiału izolacyjnego. Zostaje ona skrócona zależnie od wielkości stałej dielektrycznej materiału izolacyjnego.

Do strojenia anteny przystępuje się zwykle już po zmontowaniu całego jej układu nad dachem. Zakończenia elementów czynnych i biernych elementów anteny kierunkowej wykonuje się w postaci przesuwanych rurek teleskopowych (rys. 12-56). Przyrządem pomocniczym jest



Rys. 12-56. Rurka strojeniowa elementu Yagi

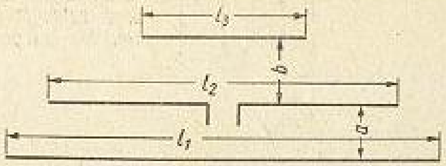


Rys. 12-57. Układ pomiarowy do strojenia anten kierunkowych

mały dipol pomiarowy umieszczony w odległości 3 ÷ 4 λ od strojonej anteny i na osi maksymalnego jej promieniowania. Odległość ta uzależniona jest zresztą od mocy nadajnika i czułości systemu pomiarowego. Po ustaleniu długości rezonansowej czynnego dipola dołącza się wstępnie linię zasilającą do transformatora i dostraja ruchomymi rurkami elementów do maksymalnego wychylenia wskazówki przyrządu w dipolu pomiarowym. Dostraja się kolejno: czynny dipol, direktor, reflektor, transformator (rys. 12-57).

Konstrukcję mechaniczną anteny poważnie ułatwia możliwość uziemienia wszystkich środków elementów biernych oraz górnej części pętlowego elementu promieniującego. Wszystkie elementy można w prosty sposób umocować na jednym wspólnym metalowym pręcie. Antenę kierunkową wykonuje się z rurek lub z prętów o stosunkowo dużej średnicy, a to ze względu na znaczne prądy płynące w elementach. Anteny kierunkowe utworzone z elementów biernych buduje się w układzie obrotowym (rotary beam), rzadziej zaś w układzie stałym.

Najbardziej powszechne zastosowanie znalazły jednak obrotowe anteny kierunkowe. Anteny takie — ze względu na pokaźne wymiary elementów i związane z tym trudności konstrukcyjne buduje się przeważnie dla pasm 14 MHz, 21 MHz i 28 MHz. Osobnym problemem, zwłaszcza w miastach, jest kwestia zdalnego ustawiania anteny w pożądanym kierunku. Służy do tego celu silnik o małej mocy i przekładnia redukująca obroty. Kierunek ustawienia anteny sygnalizuje układ



Rys. 12-58. Oznaczenia ramion anteny (do tablicy 12-3)

potencjometru sprzężonego z ruchomą częścią anteny w połączeniu z przyrządem wychyłowym wyskalowanym po prostu w kierunkach geograficznych. Przyrząd wychyłowy umieszcza się w lokalu radiostacji.

W sprzyjających warunkach można antenę obracać ręcznie za pomocą dowolnej przekładni mechanicznej.

Antenę obrotową zasila się najczęściej poprzez giętki kabel, rzadziej poprzez ruchomą cewkę sprzęgającą.

Wymiary anteny obrotowej trzyelementowej podane są przykładowo na rys. 12-58 oraz tablicy 12-3. Elementy wykonane są z rurek duralo-

Tablica 12-3

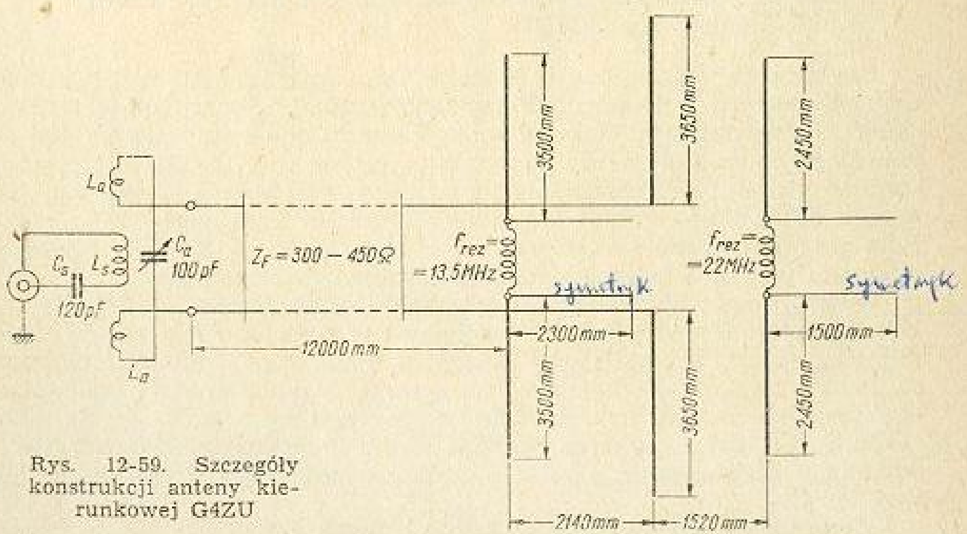
Rozmiary trzyelementowej anteny obrotowej dla trzech zakresów częstotliwości

Pasmo	λ	l_1	l_2	l_3	a	b
28 MHz	10 m	5,35	5,05	4,90	1,60	1,05
21 MHz	15 m	7,20	6,70	6,55	2,15	1,45
14 MHz	20 m	10,70	10,10	9,80	3,22	2,15

wych, miedzianych lub stalowych miedziowanych. Na ich końcach znajdują się ruchome wstawki regulacyjne (zajmują one 15% długości każdej rurki). Rurki umocowuje się (na izolatorach wsporczych) do drewnianej lekkiej konstrukcji nośnej wzmocnionej cięgłami stalowymi. Cięgła rozdzielone są izolatorami siodełkowymi na krótkie odcinki. Całość ustawia się na kolumnie obrotowej przytwierdzonej do masztu nośnego. Ze względu na linię zasilającą antena wykonuje tylko jeden pełny obrót.

Antena kierunkowa dla trzech zakresów typu G4ZU

Antena ta przeznaczona jest do pracy na pasmach 14, 21 i 28 MHz. Składa się ona z trzech elementów: reflektora, czynnego dipola i direk-



Rys. 12-59. Szczegóły konstrukcji anteny kierunkowej G4ZU

tora. Przełączanie zakresów odbywa się automatycznie przez wykorzystanie odcinków linii długiej włączonych do elementów anteny na stałe. Szczegóły konstrukcji uwidocznione są na rys. 12-59. Direktor dostrajany

jest dodatkową cewką do częstotliwości 21 MHz. Jego częstotliwość rezonansowa przy zwarciu cewki wynosi 28 MHz. Jako zwieracz służy włączony do zacisków direktora odcinek linii symetrycznej o długości 1,5 m. Przy częstotliwości 21 MHz linia przybiera charakter niewielkiej pojemności. Układ ten stanowi więc automatyczny przełącznik.

Podobnie w środku reflektora włączona jest cewka na zakres 14 MHz. Włączona równolegle linia o długości 2,3 m automatycznie zwiera cewkę przy częstotliwości 21 MHz.

Na zakresie 28 MHz reflektor zachowuje się jak dwa współfazowo pracujące dipole półfalowe. Dipol czynny pracuje bez dodatkowych cewek. Antena jest trzyelementową na pasmach 21 i 28 MHz, a dwuelementową (reflektor + czynny dipol) na pasmie 14 MHz.

Układ dopasowujący stanowi linia dwuprzewodowa o długości 12 m i oporności falowej 300—450 Ω. Obwód $L_z C_z$ nastrojony jest na częstotliwość 13,92 MHz. Po dostrojeniu tego obwodu układ anteny nie wymaga już żadnych zmian na innych zakresach. Cewki przy elementach anteny dostraja się za pomocą GDO, przy czym f_{rez} direktora wynosi 22 MHz, a f_{rez} reflektora — 13,5 MHz.

Opisana antena wielozakresowa pracuje nieco gorzej niż trzyelementowa antena kierunkowa dla jednego zakresu. Przyczyniają się do tego włączone do elementów dodatkowe cewki (zmniejszenie skuteczne wysokości anteny).

Zysk kierunkowy anteny w porównaniu z pojedynczym dipolem półfalowym wynosi:

14 MHz — 4 ÷ 4,5 dB,
21 MHz — 7,5 ÷ 8 dB,
28 MHz — 9,5 dB.

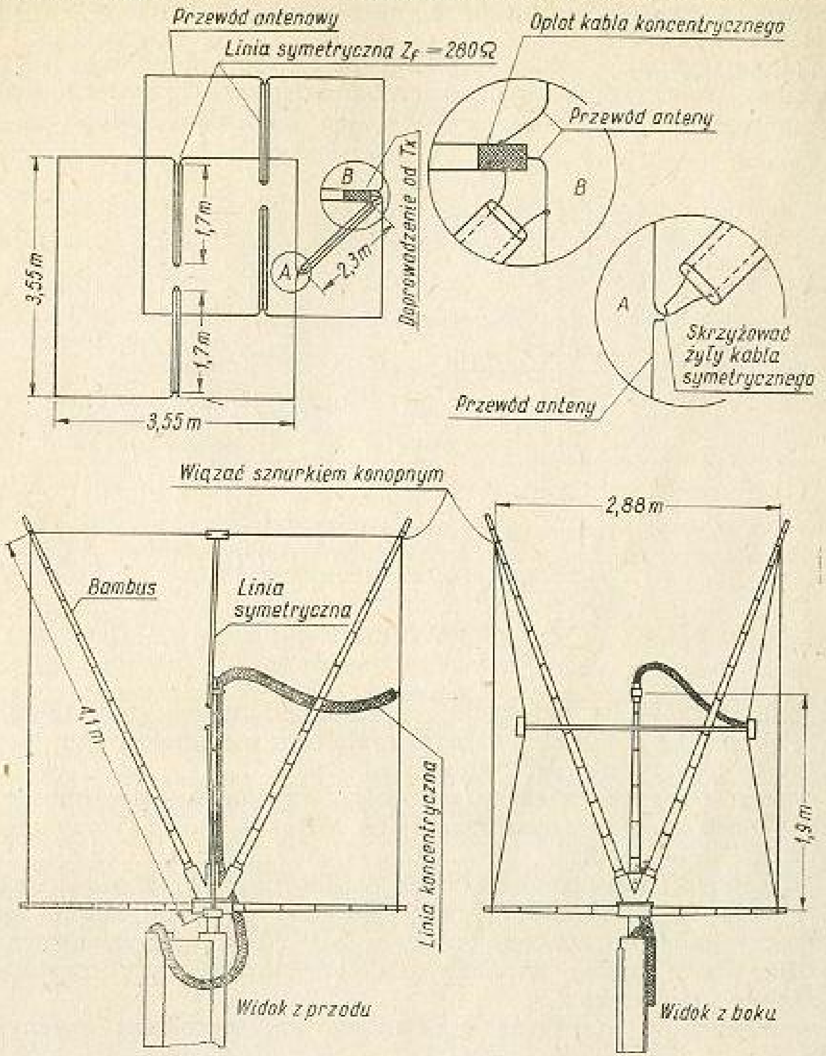
Kierunkowa antena trzypasmowa typu „podwójny kwadrat" (Cubical Quad) wg UB5UG

Antena ta składa się z dwóch ram utworzonych z przewodów ukształtowanych w kwadrat. Ramy umieszczone są w odległości 0,2 λ od siebie i przedstawiają jakby dwupiętrową czteroelementową antenę zawierającą po dwa elementy na każdym piętrze (rys. 12-60). Jedna z ram stanowi element promieniujący, druga jest zasilanym reflektorem. Elementy anteny powstały z rozszerzenia dipola pętlowego (rys. 12-61). Pole promieniowane przez zasilaną z boku antenę jest spolaryzowane pionowo, podobnie jak umieszczony pionowo dipol pętlowy. Ten rodzaj polaryzacji zapewnia większą skuteczność anteny, poza tym mniej zakłóca odbiór telewizyjny ze względu na poziomą polaryzację anten telewizyjnych. Poziome części anteny są przerwane i do nich włączone są zwarte na końcach odcinki linii symetrycznej. Stanowią one układy dopasowujące antenę do rezonansu na poszczególnych pasmach. Reflektor zasilany jest także poprzez odcinek linii symetrycznej. We wszystkich odcinkach zastosowano popularny kabel symetryczny o oporności falowej 280 Ω.

Oporność wejściowa anteny wynosi około:

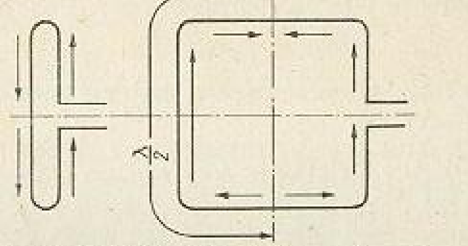
30 Ω przy 14 MHz,
90 Ω przy 21 MHz,
80 Ω przy 28 MHz

Na zakresie 14 MHz można antenę z powodzeniem zasilać poprzez równolegle połączone kable koncentryczne o oporności falowej 70 Ω



Rys. 12-60. Szczegóły konstrukcji anteny „Cubical-Quad"

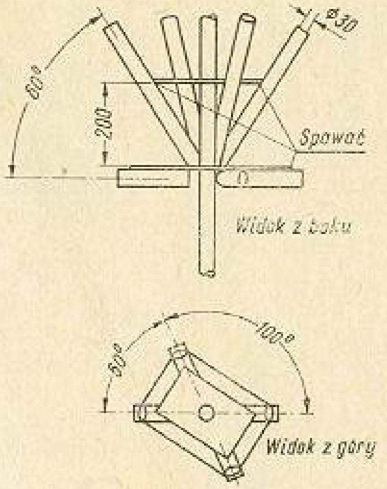
Rys. 12-61. Rozwinięcie dipola pętlowego w antenę kwadratową



(oporność wypadkowa 35 Ω). Na pozostałych zakresach zasila się antenę poprzez pojedynczy kabel 70-omowy, drugi natomiast odłącza się od nadajnika. W przypadku takiego zasilania oba kable powinny mieć jedna-

kową długość, równającą się wielokrotności połówek fali 14 MHz, gdy odłączony kabel pozostaje na końcu rozwarty. Gdy odłączony kabel zostaje zwarty na końcu, długość kabla powinna stanowić wielokrotność ćwiartek fali 14 MHz.

Antenę wykonuje się ze zwykłego przewodu antenowego (plecionka miedziana) i zawiesza na wspornikach bambusowych (z materiału używanego na wędziska rybackie), przywiązując sznurkiem konopnym. Bam-



Rys. 12-62. Uchwyt poczwórny promienistych wsporników anteny

busy umieszcza się w uchwycie z rurek metalowych (rys. 12-62), całą antenę obraca się zdalnie dowolnym systemem mechanicznym.

Zalety tego typu anteny stanowią:

— znaczny zysk, większy od zysku trzyelementowej anteny typu Yagi; wynosi on przy częstotliwości 14 MHz — 8 dB, a przy częstotliwości 21 MHz — 10 dB,

— niewielki kąt promieniowania w stosunku do poziomu (Dx),

— mały współczynnik fali stojącej; przy zasilaniu anteny poprzez pojedynczy kabel — koncentryczny o $Z_F = 50\ \Omega$ (kompromisowa oporność dla trzech pasm) współczynnik fali stojącej przy częstotliwości 21 MHz nie przekracza 2,7,

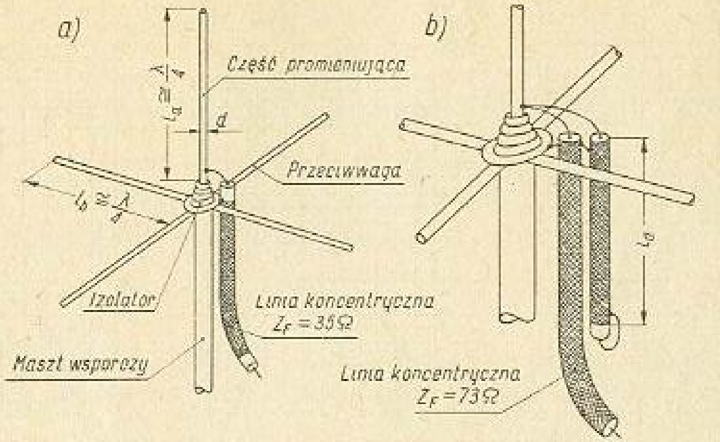
— nieznaczna szerokość konstrukcji (1/2 szerokości anteny typu Yagi),

— proste strojenie, niedroga i lekka konstrukcja (cienki przewód antenowy), łatwość obracania, mały opór dla wiatru.

12.13. Ćwierćfalowa antena pionowa typu „Ground-Plane"

Jest to antena z dookólną charakterystyką promieniowania i bardzo prosta w konstrukcji (rys. 12-63). Składa się z pionowej części promieniującej i części poziomej w postaci czterech uziemionych i promieniście rozstawionych elementów (sztuczne uziemienie). Część pionową tworzy cienkościenna rura aluminiowa lub stalowa miedziowana, umocowana na izolatorze wsporczym. Elementy uziemione mogą być wykonane z grubych (2 ÷ 5 mm) przewodów miedzianych na odciągach. Można stosować

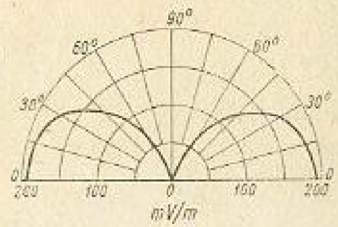
także rurki umocowane do uziemionej płytki wsporczej. Antena ta jako niesymetryczna może być zasilana poprzez linię koncentryczną o małej oporności falowej. Zasilanie anteny sprawia jednak pewną trudność ze



Rys. 12-63. Ćwierćfalowa antena pionowa „Ground-Plane": a) zasilanie bezpośrednie poprzez linię koncentryczną; b) zasilanie poprzez układ dopasowujący

względu na to, że przy elementach poziomych rozłożonych prostopadle do części pionowej — oporność wejściowa anteny wynosi około 30 Ω. Kabel koncentryczny o takiej oporności jest bardzo trudno osiągalny. Oporność wejściową można wprawdzie zwiększyć przez pochylenie promieni poziomych ku dołowi, pogarsza to jednak korzystną (pod niewielkim kątem do poziomu) charakterystykę promieniowania tej anteny. W praktyce dopasowanie do zwykłego kabla koncentrycznego (60 ÷ 70 Ω) osiąga się przez skrócenie pionowej części anteny. Powstałą składową pojemnościową kompensuje indukcyjny charakter dodatkowo włączonego odcinka linii. W rezultacie oporność wejściowa anteny wzrasta zachowując — co ważniejsze — charakter oporności czynnej. Odcinek kompensacyjny jest zwarty na końcu. Po stronie przeciwnej przewód środ-

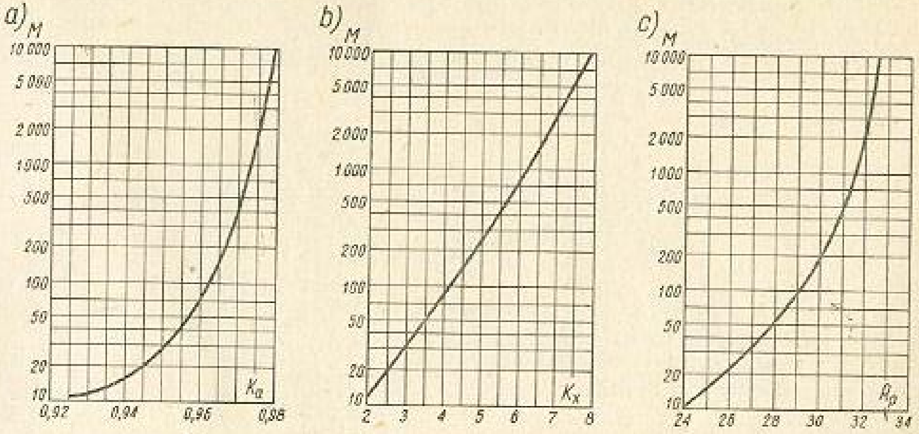
Rys. 12-64. Charakterystyka promieniowania anteny GP w płaszczyźnie pionowej



kowy (rys. 12-63b) łączy się z pionową częścią promieniującą anteny, a zewnętrzną osłonę kabla — z elementami poziomymi.

Charakterystyka promieniowania anteny w płaszczyźnie pionowej wyróżnia się nachyleniem głównego kierunku promieniowania pod bardzo niewielkim kątem do poziomu, co umożliwia wykorzystanie anteny do łączności na dalekie odległości (rys. 12-64).

Wymiary elementów anteny można obliczyć w sposób uproszczony za pomocą wykresów z rys. 12-65. Obliczenia przeprowadza się w odniesieniu do średnicy d elementu promieniującego. Przyjąwszy w pierwszym



Rys. 12-65. Wykresy do obliczania anteny pionowej ćwierćfalowej typu „Ground-Plane"

założeniu długość elementu pionowego równą 0,5 λ, wyznacza się współczynnik pomocniczy M

$$M = \frac{\lambda}{2\,d} = \frac{150\,000}{f\,d}$$

przy czym:

f — częstotliwość pracy anteny, w MHz,

d — średnica elementu pionowego, w cm.

Z wykresu na rys. 12-65a określa się dla otrzymanej wartości M współczynnik skrócenia K_a, z wykresu na rys. 12-65b wyznacza się dla tejże wartości M zmianę oporności promieniowania K_x na 1 % zmiany jego długości, a z wykresu na rys. 12-65c — oporność promieniowania R_p.

Ostatecznie oporność promieniowania skróconej anteny (w omach) określa się ze wzoru

$$R_0 = \left(R_p - \frac{Z_F}{4\,R_p}\right)$$

w którym

Z_F — oporność falowa linii zasilającej antenę.

Prócz tego określa się składową pojemnościową oporności anteny o skróconej części pionowej ze wzoru

$$R_c = \sqrt{R_0\,Z_F - R_0^2}$$

Długość skróconej ćwierćfalowej części promieniującej (w centymetrach) wynosi ostatecznie

$$l_a = \frac{15\,000\,K_a}{2\,f}\left(1 - \frac{R_c}{100\,K_x}\right)$$

gdzie:

R_c — w Ω, f — w MHz.

Odcinek koncentrycznej linii kompensacyjnej powinien mieć charakter oporności indukcyjnej, a to w celu wyrównania składowej pojemnościowej oporności skróconej anteny. Oporność indukcyjną R_L (w omach) określa wzór

$$R_L = \frac{Z_F}{\sqrt{\frac{Z_F}{R_0} - 1}}$$

a długość linii kompensacyjnej (w centymetrach)

$$l_d = \frac{83{,}3\,\varphi}{f\sqrt{\varepsilon}}$$

gdzie f jest wyrażona w megahercach,

przy czym:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{R_L}{Z_F},$$

ε — stała dielektryczna materiału izolacyjnego koncentrycznej linii zasilającej. Przeciętnie dla kabli z izolacją dielektryk + + powietrze $\varepsilon = 1{,}16 \div 1{,}56$; dielektryk w pełnym przekroju $\varepsilon = 2{,}05 \div 2{,}3$.

Pozostałą do obliczenia długość promieni poziomych (w centymetrach) określa się ze wzoru

$$l_b = \frac{15\,000\,K_a}{2\,f\,(\text{MHz})}$$

Konieczne jest zazwyczaj ponowne wyznaczenie K_a dla stosowanej średnicy przewodów w elementach poziomych, ponieważ są one cieńsze, niż w części pionowej (np. element pionowy ma średnicę 20 mm, a element poziomy — 2 mm).

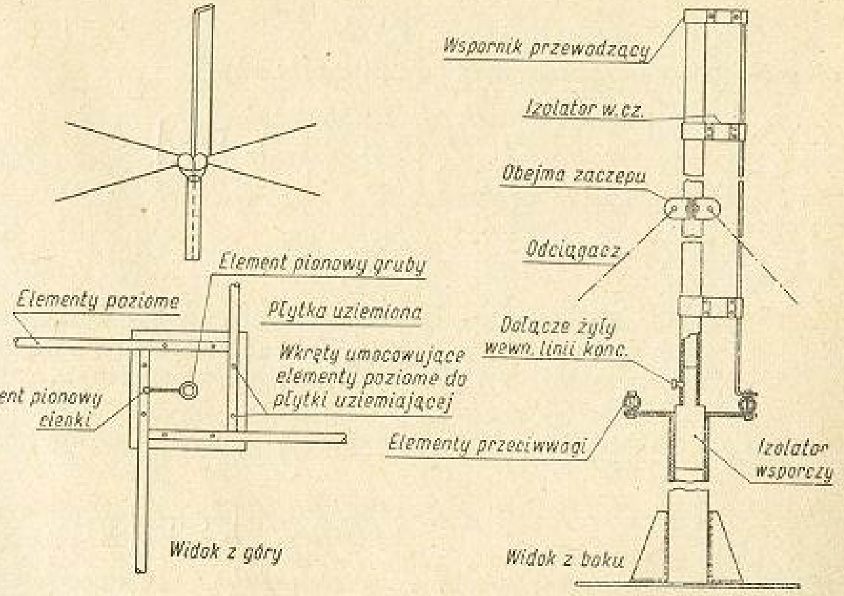
Dopasowanie anteny GP do zwykłego kabla koncentrycznego o oporności 70 Ω, może być dokonane i w inny jeszcze sposób[1]). Można mianowicie zastosować pionowy element promieniujący w postaci pętli złożonej z dwóch równoległych przewodów o niejednakowej średnicy. Współczynnik transformacji takiego elementu oblicza się z wykresu dla dipola pętlowego z ramionami o różnej średnicy (rys. 12-31). Współczynnik ten wynosi np. dla elementów o jednakowej średnicy — 4. (Przykład: $70\,\Omega \times 4 = 280\,\Omega$ — klasyczny dipol pętlowy). Przy zmianie średnic elementów oraz przy różnych odległościach między elementami pętli współczynniki transformacji mogą być mniejsze i większe od 4, zgodnie z wykresem. Ponieważ zwykle średnica materiału na elementy anteny jest z góry znana, przeto przekładnię dobiera się właśnie szerokością pętli (S). Np. dla dopasowania $R_{pGP} = 32\,\Omega$ do kabla koncentrycznego $Z_F = 73\,\Omega$ — według wykresu $n = 2{,}3$. Część pionowa połączona z żyłą wewnętrzną kabla będzie wykonana z grubszego przewodu (lub grubszej rurki). Drugą część pętli, połączoną z uziemionym płaszczem kabla koncentrycznego i elementami poziomymi, wykonuje się z przewodu cienkiego (rys. 12-66). Stosunek średnic określony został z wykresu.

Pętlowy element promieniujący odznacza się większą szerokopasmowością niż element pojedynczy, co też jest zaletą tego układu. Część pionowa anteny jest uziemiona przez ramię pętli, co w prosty sposób

[1]) Opracowanie OK1JX.

zabezpiecza antenę przed wyładowaniami atmosferycznymi. (Normalna antena GP wymaga dodatkowego zabezpieczenia odgromowego).

Konstrukcja anteny GP nie jest skomplikowana. Przy większej długości elementu czynnego umocowuje się go odciągami, przy czym naj-



Rys. 12-66. Konstrukcja pętlowej anteny GP

lepiej wykonać je z grubej żyłki stylonowej (o średnicy 2 mm). Odciągi takie nie wprowadzają strat promieniowania anteny i są niewrażliwe na korozję. Naciąg żyłek, ze względu na ich sprężystość, należy w pierwszym okresie po zainstalowaniu parokrotnie regulować. Jakość izolatora wsporczego podstawy anteny, ze względu na niewielką jej oporność wejściową w tym miejscu, może być dowolna (np. może on być wykonany z okrągłego pręta winidurowego).

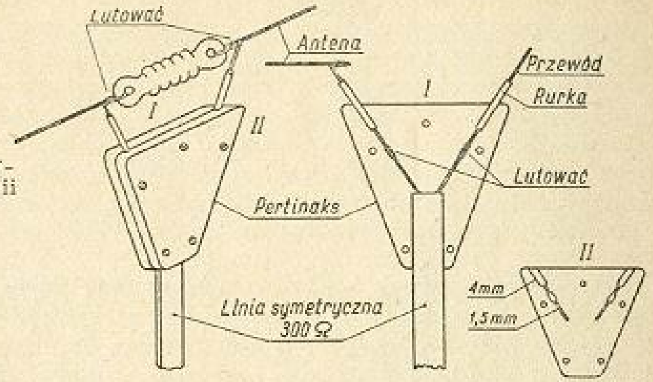
12.14. Konstrukcje mechaniczne anten i masztów wsporczych

Konstrukcja wsporcza i elementy anteny narażone są na znaczne naprężenia pod wpływem wiatru. Nie bez znaczenia jest tu również oddziaływanie innych czynników atmosferycznych. Prawidłowe zaprojektowanie i wykonanie konstrukcji mechanicznej jest rzeczą ważną, bo decydującą o walorach eksploatacyjnych całej instalacji.

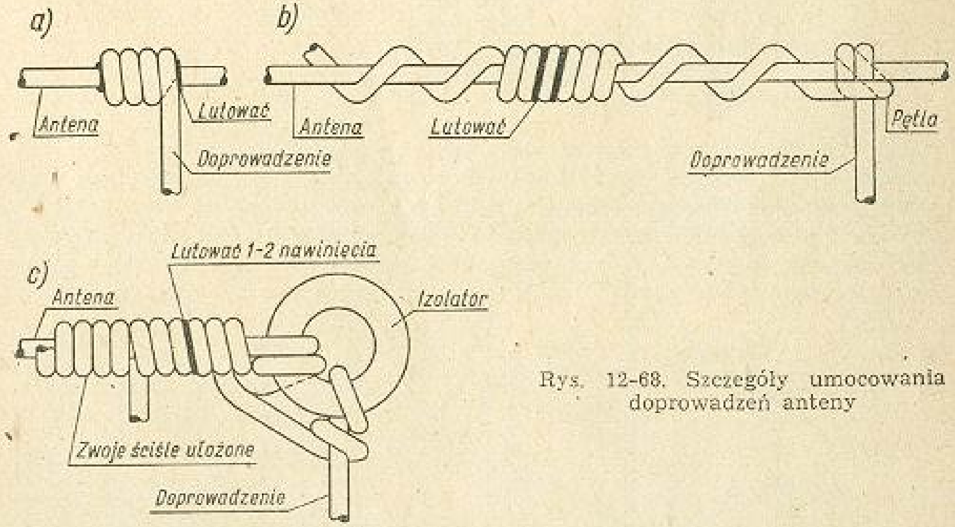
Podstawowym materiałem w konstrukcjach antenowych są różnego rodzaju przewody. Z przewodów tych wykonuje się czynne elementy anteny, reflektory, transformatory itp. Zazwyczaj stosuje się pełny przewód miedziany o średnicy 2 ÷ 4 mm, goły lub w izolacji plastycznej, rzadziej natomiast linkę utworzoną z wielu cienkich żyłek miedzianych (licę), a to ze względu na jej mniejszą odporność przeciwkorozyjną. Do umocowania przewodów do izolatorów, odprowadzeń itp. stosuje się miedziany do-

brze wyżarzony drut wiązałkowy. W wyjątkowych przypadkach, przy bardzo długich przewodach antenowych, stosuje się linkę miedzianą z rdzeniem stalowym, który zwiększa jej wytrzymałość mechaniczną. Odprowadzenia, po umocowaniu mechanicznym, należy na stykach dokładnie zlutować. Miejsca zlutowane nie powinny być narażone na naprężenia mecha-

Rys. 12-67. Sposób przyłączenia płaskiej linii symetrycznej



niczne, gdyż są one podatne na rozerwanie. Szczególnie dotyczy to linki antenowej. Sposób przyłączenia linii zasilających jedno- i dwuprzewodowych przedstawiony jest na rys. 12-67 i rys. 12-68.



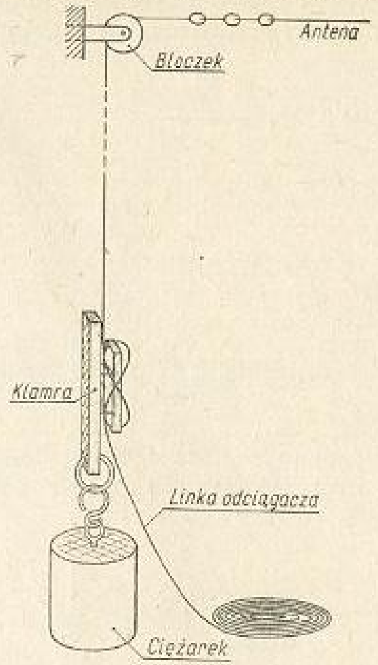
Rys. 12-68. Szczegóły umocowania doprowadzeń anteny

Przewody antenowe podtrzymywane są przez odciągacze z impregnowanych sznurów konopnych. Mogą być użyte do tego celu także linki z tworzyw sztucznych, bardzo odporne na wpływy atmosferyczne, lecz jednocześnie dość rozciągliwe.

Dla anten zawieszonych między masztami wsporczymi ulegającymi znacznym odchyleniom od pionu (np. drzewa) zaleca się stosować specjalny naciąg utworzony z bloczka, ciężarka i klamry ułatwiającej w razie potrzeby opuszczenie całej anteny (rys. 12-69).

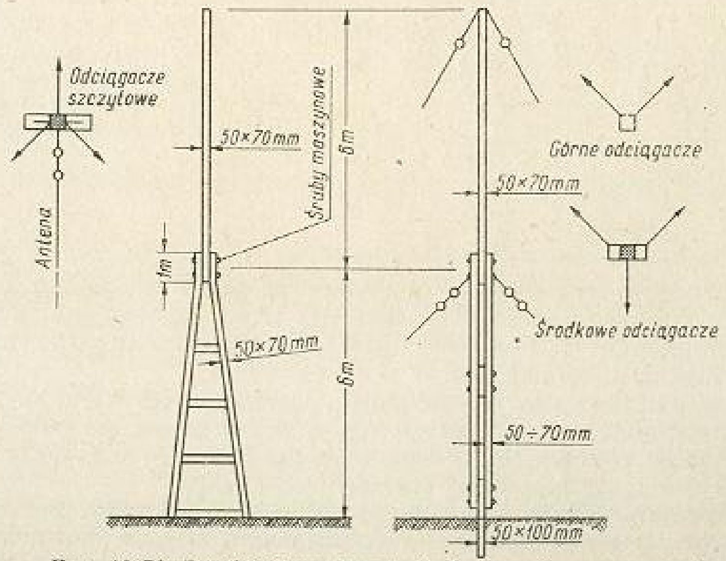
Jako izolatory antenowe stosuje się najczęściej związane w łańcuch porcelanowe izolatory siodełkowe (typu stosowanego w normalnych antenach odbiorczych), lub izolatory specjalne (typu przewidzianego dla

anten nadawczych), szczególnie w przypadku anten zasilanych dużą mocą. Należy zwrócić uwagę, aby izolatory były wykonane z polewanej porcelany; wówczas mniej na nich osiada kurzu i sadzy.



Rys. 12-69. Urządzenie naciągu anteny

Izolatory stosuje się także przy odciągaczach wykonanych z materiału przewodzącego. Odciągacze dzieli się izolatorami na szereg małych odcinków nie stanowiących wielokrotności ćwiartki fali zasilającej antenę.



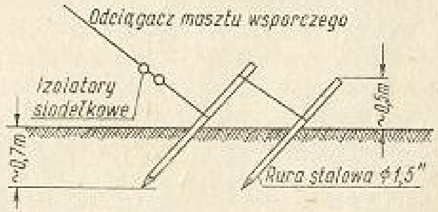
Rys. 12-70. Przykładowe konstrukcje masztów wsporczych

Do zawieszenia anteny wykorzystuje się sąsiednie budynki, drzewa lub specjalnie budowane maszty wsporcze. Anteny powinny być zawieszone zgodnie z przepisami dotyczącymi linii napowietrznych. Nie mogą się one krzyżować z liniami elektroenergetycznymi i telekomunikacyjnymi. Nie mogą przebiegać nad torami kolejowymi, liniami tramwajowymi i w poprzek ulic.

Konstrukcję drewnianych masztów wsporczych ilustruje przykładowo rys. 12-70. Maszty wykonane są z beleczek drewnianych o przekroju prostokątnym. Przed zmontowaniem należy je zaimpregnować chemicznym środkiem przeciwgnilnym (ksylamit, gorący pokost, roztopiona parafina itp.). Wkręty powinny być wykonane z materiału odpornego na korozję (stal kadmowana, mosiądz itp.) i mieć gwint maszynowy. Pod łby wkrętów i nakrętki zakłada się szerokie podkładki metalowe, rozkładające nacisk na większą powierzchnię miękkiego materiału konstrukcyjnego.

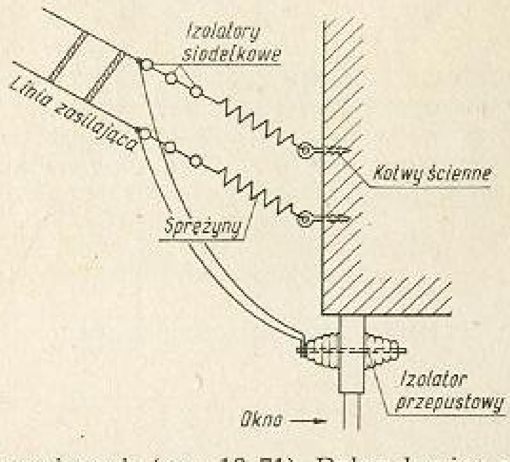
Maszty wsporcze mogą być wykonane także z rurek metalowych. Należy wtedy zwrócić uwagę na zachowanie odpowiedniej odległości między masztem i elementami anteny, aby nie wprowadzić zniekształceń charakterystyki promieniowania. Maszty takie utrzymywane są w po-

Rys. 12-71. Kotwy odciągaczy



zycji pionowej przez system promieniście do nich umocowanych odciągaczy! Materiałem na odciągacze może być drut stalowy ocynkowany o średnicy 2 ÷ 3 mm, lub drut miedziany albo brązowy. Do niewielkich i lekkich masztów można stosować żyłkę stylonową. Odciągacze dzieli się na niewielkie odcinki izolatorami siodełkowymi. W dolnej części odciągacze przywiązuje się do wbitych ukośnie w ziemię stalowych rur lub

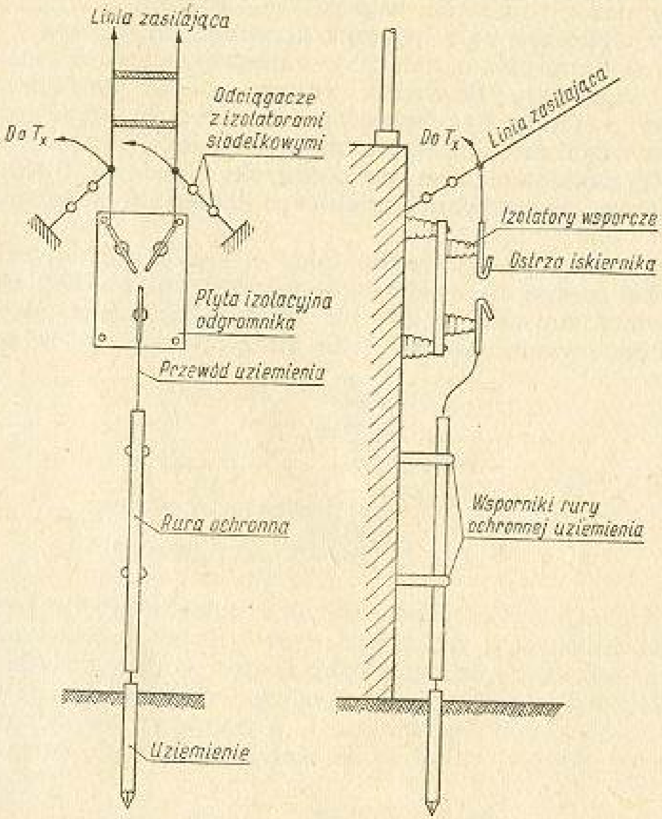
Rys. 12-72. Doprowadzenie linii zasilającej do pomieszczenia z nadajnikiem



impregnowanych kołków drewnianych (rys. 12-71). Dolny koniec masztu powinien spoczywać nie bezpośrednio na ziemi, lecz na wsporniku z zakopanej płytki betonowej lub rury stalowej. Umocowując podstawę

masztu na dachu, należy wykonać wspornik zapobiegający ew. przesunięciu się masztu na boki.

Linie zasilające naciąga się za pomocą sprężyn umieszczonych w pobliżu wprowadzenia do pomieszczenia z nadajnikiem (rys. 12-72), po czym dołącza się za pomocą swobodnych przewodów urządzenia odgromowe (rys. 12-73). W urządzeniu odgromowym umieszcza się iskierniki



Rys. 12-73. Urządzenie odgromowe instalacji antenowej

z powietrzną przerwą (proste, tanie) lub specjalne rurkowe iskierniki gazowane o wysokich napięciach zapłonu.

Doprowadzona do wnętrza pomieszczenia linia zasilająca powinna być zakończona przełącznikiem umożliwiającym uziemienie anteny po skończonej pracy. Dotyczy to także anten pionowych ćwierćfalowych.

13. PROPAGACJA FAL KRÓTKICH

13.1. Podstawowe zagadnienia propagacji

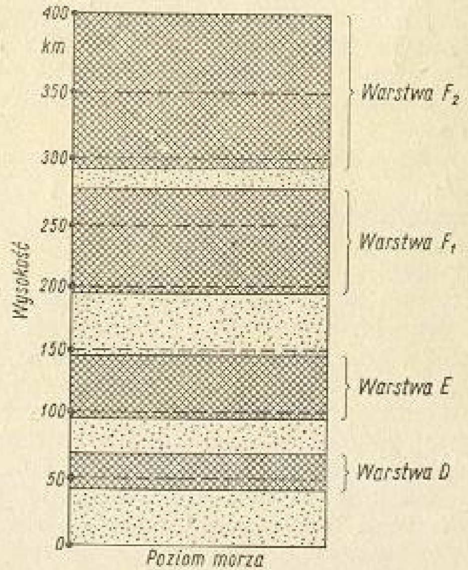
Energia w. cz. doprowadzona z nadajnika do anteny zostaje wypromieniowana w postaci fali elektromagnetycznej, przy czym w zakresie fal krótkich można wyróżnić dwie składowe:

— falę przyziemną,
— falę jonosferyczną.

Fala przyziemna, ze względu na mały zasięg nieprzekraczający 10 do 100 kilometrów (zależnie od częstotliwości i mocy nadajnika) ma w praktyce radioamatorskiej niewielkie znaczenie. W miarę zwiększania się częstotliwości roboczej — maleje zasięg fali przyziemnej wskutek dużego tłumienia, jakie wprowadza powierzchnia ziemi. Tak więc podstawowy wpływ na jej zasięg ma przewodność gruntu. Przy stosowaniu niewielkiej przeciętnej mocy nadajników amatorskich dalsze zasięgi uzyskuje się wyłącznie w oparciu o falę jonosferyczną.

Kula ziemska otoczona jest kilkoma warstwami mniej lub więcej zjonizowanych cząsteczek gazu, znajdującymi się na stosunkowo dużej

Rys. 13-1. Rozmieszczenie warstw jonosferycznych



wysokości (rys. 13-1) i określanymi wspólnym mianem jonosfery. Warstwy zjonizowane powstają pod wpływem nadfioletowych promieni słonecznych i wskutek właściwego im przewodnictwa elektrycznego mogą

powodować odbicie i załamanie fal elektromagnetycznych docierających tam od strony ziemi. Najbliżej powierzchni ziemi znajduje się warstwa jonosferyczna *D*. Utrzymuje się ona w ciągu dnia na wysokości od 40 do 60 km i ulegając jonizacji jedynie podczas dnia, z nastaniem zmroku szybko zanika. Jak długo w ciągu dnia utrzymuje się warstwa *D*, tak długo występuje bardzo silna absorpcja fal zakresu 80 m. Tym też tłumaczy się dzienny zanik aktywności tego pasma i fakt, że propagacja ogranicza się wtedy wyłącznie do fali przyziemnej. W miesiącach zimowych natężenie promieniowania nadfioletowego słabnie, dzięki czemu jonizacja warstwy *D* nie jest tak intensywna i tłumienie fal zakresu 80 m również słabnie.

Następna warstwa, rozciągająca się na wysokościach od 90 do 180 km, tzw. warstwa *E*, jest silniej jonizowana niż warstwa *D*, ale również tylko w porze dziennej; w godzinach wieczornych, w wyniku znacznego osłabienia jonizacji, zanika. Warstwa ta częściowo tłumi fale elektromagnetyczne zakresu 80 m. Fale zakresu 40 m mogą ulec odbiciu, jeżeli warstwa *E* dojdzie do odpowiedniej grubości.

Jeszcze wyżej zalegająca warstwa *F* 1 (na wysokości od 200 do 300 km, oraz warstwa *F* 2 na wysokości od 300 do 450 km jonizowane są przez słońce najsilniej i one to właśnie — jako podstawowe warstwy odbijające — stwarzają najkorzystniejsze warunki dla dalekosiężnej łączności amatorskich na falach krótkich.

Warstwy *F* są w mniejszym stopniu zależne od pory dnia. W ciągu nocy warstwa *F* 2 nieco się obniża i łączy z warstwą *F* 1, tworząc wspólną warstwę jonosferyczną, która mimo nieco słabszego zjonizowania (minimum przed wschodem słońca) doskonale się nadaje do utrzymywania dalekodystansowych łączności. W porze dziennej podstawową dla łączności krótkofalowej jest warstwa *F* 2, która w tym czasie ustala się na większej wysokości nad powierzchnią ziemi. Warstwa *F* 1 nie odgrywa tak wielkiej roli w odbijaniu fal elektromagnetycznych, a nawet wprowadza tłumienie fal odbitych od warstwy *F* 2. Warstwę *F* 2 cechuje bardzo duża zależność od szerokości geograficznej, pory roku i okresu dobowego. Ulega ona silnie wpływom jedenastoletniego cyklu zmian aktywności słońca.

Fala wypromieniowana przez antenę nadawczą może być scharakteryzowana:

— częstotliwością roboczą,

— kątem, pod jakim jest wypromieniowana w stosunku do powierzchni ziemi.

Przy wzroście częstotliwości roboczej wymagana jest dla odbicia fali większa grubość warstwy jonosferycznej. Natomiast tłumienie fali zmniejsza się przy częstotliwościach większych, a wzrasta przy częstotliwościach mniejszych; stąd też wynika mniejsza aktywność pasma 80 m w porze dziennej (pomijając wpływ warstwy *D*). Z drugiej jednak strony fale powyżej pewnej częstotliwości granicznej przenikają przez warstwy i nie ulegają odbiciu w kierunku ziemi. Fala padająca na warstwę zjonizowaną może ulec odbiciu lub załamaniu, przy czym występuje także i tłumienie. W warstwie cienkiej nastąpi jedynie załamanie kierunku fali, natomiast w warstwie odpowiednio grubej — całkowite odbicie. Fale elektromagnetyczne wypromieniowane w kierunku prawie prostopadłym do powierzchni ziemi (duży kąt promieniowania w stosunku do powierzchni ziemi), po odbiciu się od warstwy jonosferycznej wracają w bliskiej odległości od nadajnika ponownie na ziemię. Fale wypromieniowane pod niewielkim kątem do powierzchni ziemi trafiają na nią po odbiciu od warstwy jonosferycznej w dużej odległości od nadajnika. Każda częstotliwość robocza promieniowanej fali ma swój optymalny kąt promieniowania (tablica 13-1), przy czym jest zasadą, że w miarę wzrostu

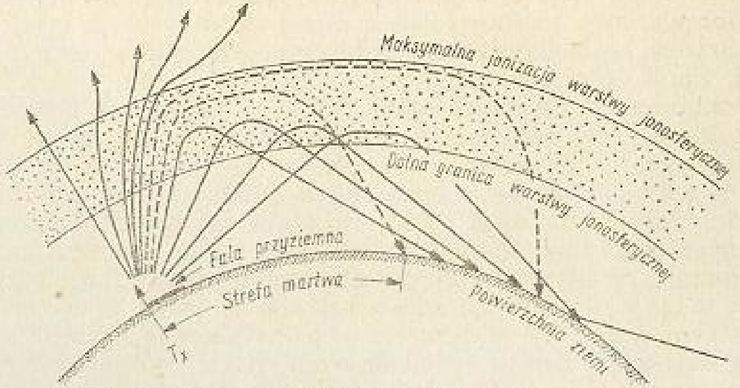
Tablica 13-1

Optymalny kąt promieniowania anteny nadawczej

Pasmo MHz	Najkorzystniejszy kąt promieniowania w stosunku do powierzchni ziemi
28	5° ÷ 15°
21	7° ÷ 20°
14	10° ÷ 25°
7	12° ÷ 40°

częstotliwości kąt promieniowania maleje. Wypromieniowując falę stycznie do powierzchni ziemi, można wyznaczyć tzw. częstotliwość graniczną, przy której fala przeniknie warstwę jonosferyczną i ulegając jedynie ugięciu — skieruje się w przestrzeń kosmiczną. Wielkość częstotliwości granicznej uzależniona jest od koncentracji jonów w warstwie jonosferycznej i wobec tego ulega zmianom odpowiednio do pory roku i doby, oraz 11-letniego cyklu aktywności słońca (przy maksimum plam — częstotliwość graniczna wzrasta). Częstotliwość graniczna nazywana jest także maksymalną częstotliwością użytkową lub MUF (maximal usable frequency). Fale o częstotliwościach poniżej MUF ulegają odbiciu od warstw jonosferycznych, ale i tu następuje ograniczenie zakresu częstotliwości od dołu w wyniku wzrastającego tłumienia w dolnym obszarze warstw jonosferycznych.

Przebieg fal elektromagnetycznych promieniowanych pod różnymi kątami do powierzchni ziemi zobrazowany jest na rys. 13-2. W przypad-



Rys.13-2. Odbicie fal elektromagnetycznych od warstwy jonosferycznej przy różnym kącie padania

ku, gdy fala padająca pod niewielkim kątem na warstwę jonosferyczną po odbiciu od niej powraca na ziemię w dużej odległości od nadajnika, może nastąpić kolejne jej odbicie od powierzchni ziemi i następny skok w kierunku jonosfery. Największa teoretyczna odległość pojedynczego

skoku wynosi około 4000 km. Fale promieniowane pod nieco większym kątem i przenikające głębiej w warstwę jonosferyczną, powracają po odbiciu na ziemię w nieco bliższej odległości od nadajnika. W obu przypadkach przestrzeń między falą promieniowaną i odbitą rozdzielona jest typową dla propagacji fal krótkich tzw. strefą martwą. W strefie tej fala promieniowana prawie zupełnie nie występuje. Obszar martwej strefy zwiększa się w miarę skracania fali promieniowanej, maleje natomiast, a w szczególnych przypadkach nawet zupełnie zanika, przy wzroście częstotliwości krytycznej. Nazwą tą określa się częstotliwość, przy której fala padająca prostopadle na warstwę jonosferyczną ulega jeszcze odbiciu od niej. Częstotliwość krytyczna jest oczywiście $3 \div 4$ razy mniejsza od częstotliwości granicznej, (MUF), przy której fala pada pod niewielkim kątem na warstwę jonosferyczną. Minimum częstotliwości krytycznej ($3 \div 4$ MHz) przypada na późne godziny nocne, zaś maksimum ($10 \div 15$ MHz) na godziny południowe. Ponieważ z częstotliwością krytyczną wiąże się też wielkość MUF, przeto w godzinach dziennych wykorzystuje się do łączności dalekosiężnych częstotliwości robocze 14 MHz $\div$ 28 MHz, natomiast w godzinach nocnych $3,5 \div 14$ MHz.

Fale padające na warstwę jonosferyczną pod dużym kątem, zbliżonym już bardziej do kąta prostego, wnikają w pas największej jonizacji i po łagodnym ugięciu powracają na ziemię, ulegając na tej drodze silnemu tłumieniu; w radiokomunikacji nie są zatem wykorzystywane.

Fale o kierunku prostopadłym do warstwy jonosferycznej przenikają ją bez odbicia, ulegając niewielkiemu ugięciu.

Wielokrotnemu odbiciu fali odpowiada mniejsze tłumienie przy propagacji poprzez obszary o jonizacji nocnej, a to dzięki mniejszemu pochłanianiu energii fali przez warstwę jonosferyczną o słabszej aktywności. Podobnie większe częstotliwości przy wielokrotnym odbiciu skokowym są lepsze od częstotliwości mniejszych ze względu na różnicę w tłumieniu, jakiemu ulegają fale w zależności od częstotliwości.

Najbardziej przydatne dla łączności dalekosiężnej są fale o częstotliwościach nieco mniejszych niż maksymalna częstotliwość graniczna (MUF). Fale takie ulegają najmniejszemu tłumieniu przy przechodzeniu przez dolne warstwy jonosferyczne o małej aktywności jonowej.

Na drodze od nadajnika do odbiornika fala może ulegać różnym zmianom. Zanik interferencyjny polega na wzajemnym wpływie sygnałów przychodzących z różnych odbić i dróg w jonosferze. Sygnały pojawiają się na wejściu odbiornika w przeciwnych fazach, co prowadzi do osłabienia sygnału użytecznego. Wyróżnia się także tzw. zanik selektywny. Sygnał modulowany w amplitudzie docierający do punktu odbiorczego jednocześnie z różnych odbić, ma niejednakowe przesunięcia fazowe poszczególnych częstotliwości składowych wstęg bocznych, w wyniku czego powstają zniekształcenia obwiedni modulacji. Przesunięcia fazowe wynikają także z okresowych zmian gęstości jonizacji w warstwie.

Poza tym występuje jeszcze zanik polaryzacyjny (w wyniku zmian pola magnetycznego ziemi), zanik absorpcyjny (w wyniku zmian tłumienia w dolnym obszarze jonosfery) oraz zanik graniczny (przy pracy na częstotliwości bliskiej MUF). Charakterystyczny zanik z często powtarzającymi się niezbyt głębokimi wahaniami natężenia sygnału jest typowy dla odbioru w pobliżu granicy strefy martwej.

Dodatkowe zakłócenia w prawidłowym rozchodzeniu się fali jonosferycznej powodują burze magnetyczne, sporadyczne warstwy E_s oraz tzw. zjawisko Dellingera.

13.2. Właściwości pasm amatorskich

Pasmo 3,5 MHz

Pasmo to wykorzystuje się do łączności na dalszy dystans tylko w godzinach nocnych. Możliwe jest uzyskanie zasięgu z górą 1000-kilometrowego, a w bardziej sprzyjających warunkach (zima) obejmującego nawet obszary zamorskie (Dx). W godzinach dziennych pasmo ulega silnemu tłumieniu przez warstwę *D* co skraca zasięg do odległości rzędu 300 km. Pasmo 3,5 MHz jest bardzo dogodne dla łączności wewnątrz-krajowej i lokalnej. Większe zasięgi można uzyskać przy stosowaniu dużych mocy nadawczych. W miesiącach letnich dają się we znaki zakłócenia atmosferyczne, a wskutek dużej aktywności jonosfery pogarszają się warunki dalekosiężnej propagacji.

Pasmo 7 MHz

Pasmo to może być wykorzystane w porze dziennej do łączności w zasięgu Europy Środkowej i do łączności wewnątrz-krajowych. W godzinach nocnych, szczególnie zimą, możliwa jest łączność nawet z krajami zamorskimi. Dzienne łączności ogranicza zwiększone tłumienie warstw jonosferycznych.

Dzienna martwa strefa ogranicza się do odległości rzędu 100 km i zwiększa się w godzinach nocnych. Zakłócenia atmosferyczne w miesiącach letnich są mniej dokuczliwe niż w pasmie 3,5 MHz. Pasmo to najwęższe z przyznanych dla komunikacji amatorskiej, jest bardzo zatłoczone, a w godzinach wieczornych zajęte częściowo przez silne stacje radiofoniczne. Już przy zastosowaniu niewielkich mocy nadawczych umożliwia ono łączność na znaczne odległości.

Pasmo 14 MHz

Podstawowe pasmo dla łączności Dx-owych przy użyciu nadajnika o niewielkiej mocy. Dobre warunki propagacyjne występują w nim w godzinach nocnych w okresie lata, a w porze dziennej — zimą. Najlepsze wyniki zapewnia propagacja przez obszar znajdujący się w ciemności. Obszary oświetlone słońcem i leżące między stacjami, szczególnie w lecie, powodują znaczne tłumienie sygnałów wskutek zwiększonej aktywności jonosfery. Zasięgi uzależnione są od wielkości MUF i przeciętnie wynoszą w dzień ponad 1000 km. Zasięgi Dx przypadają na wczesne godziny nocne w zimie i na całą noc w lecie. Najlepsze warunki propagacyjne występują prawie tuż przed zanikiem aktywności pasma (ponad 4000 km).

Wszelkie zmiany jonosferyczne oddziaływują silnie na warunki łączności i w tym pasmie (zaniki, burze magnetyczne), przy czym same zakłócenia atmosferyczne są do pominięcia.

Pasmo 21 MHz

Pasmo o dużych walorach w obszarach propagacji dziennej, zapewniające doskonałe Dx w okresach wzmożonej aktywności słońca przy zastosowaniu niewielkiej mocy nadawania i anten kierunkowych. Wy-

magana duża gęstość warstwy jonosferycznej wyklucza możliwość utrzymywania łączności w godzinach wieczornych lub w porze zimowej. Występują w nim zakłócenia impulsowe od zapłonu silników samochodowych.

Pasmo 28 MHz

Również i to pasmo można z powodzeniem wykorzystywać w okresach wzmożonej aktywności słonecznej (maksimum w odstępach 11-letnich) i na trasach propagacji dziennej. Dobre warunki dla łączności z obszarami wschodnimi (zasięgi ponad 5000 km) przypadają na godziny poranne. Kierunek optymalny przesuwa się stopniowo przez południe na zachód i wyjątkowo dogodne warunki propagacji przypadają na chwilę przed zapadnięciem zmroku. W kierunku północnym są one mniej sprzyjające, a to wskutek małej wartości MUF dla tych szerokości geograficznych. Przy odbiorze występują silne zaniki chwilowe oraz zakłócenia impulsowe od zapłonów silników samochodowych. Zwiększenie czułości urządzeń odbiorczych ograniczane jest występującymi szumami. Po stronie nadawczej powszechnie stosuje się wieloelementowe anteny kierunkowe.

14. ODBIORNIKI KRÓTKOFALOWE

14.1. Uwagi ogólne

Odbiornik jest tym urządzeniem, które m. in. umożliwia start do zaprawy w amatorskim krótkofalarstwie. Pierwsze bowiem kroki w tej dziedzinie sportu technicznego polegają przecież na pracy nasłuchowej. Jest też odbiornik niejednokrotnie jedynym urządzeniem kontrolnym, gdy chodzi o dokładne nastrojenie nadajnika na częstotliwość zawartą w granicach przyznanego pasma amatorskiego.

Pod względem konstrukcji amatorskie odbiorniki krótkofalowe odbiegają znacznie od powszechnie stosowanych odbiorników radiofonicznych. Wyposażone są w większym lub mniejszym stopniu w dodatkowe urządzenia pomocnicze, umożliwiające uzyskanie optymalnych warunków odbioru. W odróżnieniu od odbioru radiofonii programowej wymagane jest w łączności krótkofalowej przekazanie jedynie pełnej treści informacji między dwiema stacjami. Inne charakterystyczne cechy, jak np. barwa głosu, szeroka wstęga częstotliwości akustycznych itp. są w łączności amatorskiej zupełnie nieistotne, a nawet wręcz szkodliwe.

Amatorski odbiornik krótkofalowy przewidziany jest do pracy w pięciu przyznanych pasmach częstotliwości, a mianowicie:

3 500 ÷ 3 750 kHz (80 m)
7 000 ÷ 7 100 kHz (40 m)
14 000 ÷ 14 350 kHz (20 m)
21 000 ÷ 21 450 kHz (14 m)
28 000 ÷ 29 700 kHz (10 m)

Pasma te są wąskie, a spora ich liczba komplikuje sprawę konstrukcji i doboru odpowiedniego przełącznika zakresów. Sama konstrukcja odbiornika powinna zapewniać w pierwszym rzędzie małe straty w pracy odbiornika na najwyższych pasmach krótkofalowych, co wymaga stosowania krótkich połączeń między elementami układu, przełącznika zakresów o specjalnej konstrukcji, wysokojakościowych materiałów izolacyjnych oraz odpowiednich typów lamp odbiorczych.

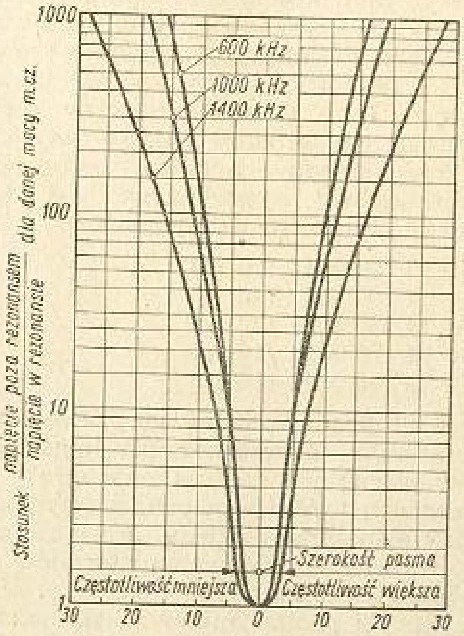
W prostych odbiornikach zamiast przełączników zakresów stosowane bywają zespoły cewek wymiennych (zmniejszenie strat) natomiast w bardziej rozbudowanych — przełączniki bębnowe lub klawiszowe, z dążnością do możliwie największego zbliżenia obwodów strojonych do pozostałych członów układu. Długie połączenia wprowadzają bowiem nie tylko straty energii w.cz., tak cennej przy odbiorze odległych stacji, lecz mogą powodować szkodliwe i trudne do usunięcia sprzężenia.

Ze względu na odbiór odległych stacji nadających mocą przeciętnie 20 ÷ 200 W, czułość odbiornika krótkofalowego jest zwykle bardzo duża. Graniczna czułość odbiornika komunikacyjnego zależy od poziomu szu-

mów dochodzących z obwodu antenowego (zakłócenia atmosferyczne, przemysłowe, szumy kosmiczne), szumów własnych odbiornika pochodzących z lamp stopni wstępnych, a także od szerokości wstęgi częstotliwości odbiornika i wzrasta przy jej zwężeniu. Przy odstępie sygnału od szumów w stosunku 3 : 1 możliwe jest jeszcze przeprowadzenie skutecznej łączności amatorskiej.

Współcześnie budowane odbiorniki komunikacyjne wysokiej klasy odznaczają się bardzo małym poziomem szumów własnych układu wzmacniającego. Poziom tych szumów jest niejednokrotnie znacznie niższy od poziomu szumów kosmicznych przejmowanych przez antenę odbiorczą. Cechę tę osiąga się przez stosowanie bezszumnych lamp wzmacniających we wstępnych stopniach odbiornika (nowoczesne pentody telewizyjne, a nawet układy z triodami), stopni przemiany częstotliwości o małych szumach (wykorzystanie pentod i podwójnych triod), obwodów strojonych o dużej dobroci cewek i małych stratach kondensatorów i wreszcie przez precyzyjne dopasowanie poszczególnych stopni między sobą, a przede wszystkim dopasowanie anteny i obwodu wejściowego.

Ze względu na bardzo małą szerokość amatorskich zakresów częstotliwości konieczne jest rozszerzenie poszczególnych pasm na całą skalę odbiornika. Ułatwia to w poważnym stopniu dostrojenie odbiornika do



Rys. 14-1. Charakterystyka selektywności odbiornika

stacji nadawczej w warunkach tłoku w „eterze". Dostrojenie to uzyskuje się zazwyczaj na drodze elektrycznej przez odpowiednią konstrukcję obwodów strojonych. Można też rozszerzać zakresy stosując przekładnie mechaniczne. Z takim rozwiązaniem można się spotkać najczęściej w odbiornikach komunikacyjnych produkcji fabrycznej, przewidzianych do pracy w szerokim zakresie fal krótkich, a nie tylko w pasmach amatorskich. Rozszerzenie zakresów umożliwia dokładne wyskalowanie odbiornika pod warunkiem zachowania dużej stabilności mechanicznej i elek-

trycznej układu. W bardzo wygodny sposób osiąga się rozszerzenie zakresów w odbiornikach z podwójną przemianą częstotliwości.

Odbiornik krótkofalowy powinna cechować wysoka stałość częstotliwości odbieranych w czasie. Dlatego też elementy układu wpływające na zmiany częstotliwości roboczej, np. generator, zasilane są stabilizowanymi napięciami przy wykorzystaniu cieplnie kompensowanych podzespołów, a napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia często nie jest doprowadzane do stopnia przemiany.

Stałość odbieranych częstotliwości nie powinna się zmieniać również po wielokrotnej zmianie zakresów. Ten sam sygnał odbierany powinien się pojawiać po każdym powrocie przełącznika na poprzednie miejsce skali odbiornika. Warunek ten stawia wysokie wymagania dla kontaktujących sprężyn przełącznika (duży nacisk sprężyn, pewny styk, solidne wykonanie mechaniczne).

Drugim po czułości i równie ważnym parametrem odbiornika jest jego selektywność, czyli zdolność wyróżnienia sygnału użytecznego spomiędzy wszystkich sygnałów, jakie dochodzą do wejścia odbiornika. Selektywność zależy od liczby obwodów strojonych odbiornika i ich dobroci. Ocenia się ją na podstawie tzw. krzywej selektywności (rys. 14-1), określającej stosunek wejściowego napięcia odbiornika w rezonansie do wejściowego napięcia poza rezonansem, przy stałym napięciu lub mocy wejściowej odbiornika. Stosunek obu napięć wyraża się zwykle w decybelach. Szerokość odbieranego pasma jest określana z krzywej selektywności zwykle dla wzrostu tłumienia częstotliwości pozarezonansowych o 6 dB i 20 dB.

W łączności telegraficznej minimalna szerokość pasma dla tłumienia 6 dB powinna wynosić 150 Hz, natomiast w łączności fonicznej — ponad 2000 Hz. Z tego względu w odbiorniku krótkofalowym znajduje się zwykle urządzenie do regulacji szerokości wstęgi odbieranych sygnałów. Teoretycznie krzywa selektywności odbiornika powinna przypominać prostokąt o szerokości równej szerokości pasma sygnału odbieranego. Prawidłowy kształt krzywej selektywności, szczególnie dla najwęższej wstęgi (telegrafia), uzyskuje się za pomocą skomplikowanych na ogół układów w postaci filtrów kwarcowych, mnożników dobroci (Q-multiplier) itp.

Selektywność wypadkowa odbiornika z przemianą częstotliwości zależy w głównej mierze od selektywności wzmacniacza pośredniej częstotliwości, a w mniejszym stopniu od wstępnego wzmacniacza w.cz. W przypadku odbiorników z przemianą częstotliwości ważna jest wielkość tłumienia sygnałów częstotliwości lustrzanych. Duże tłumienie tych częstotliwości osiąga się przez stosowanie selektywnych obwodów wejściowych, dużą częstotliwość pośrednią itp. Najprościej zagadnienie to bywa rozwiązywane w odbiornikach z podwójną przemianą częstotliwości.

Dla odbioru telegrafii niemodulowanej A 1 stosuje się w odbiorniku krótkofalowym pomocniczy układ przekształcający przerywaną falę nośną na akustyczne znaki telegraficzne. W odbiornikach bezpośredniego wzmocnienia z reakcją uzyskuje się właściwy punkt pracy przez zwiększenie reakcji poza punkt wzbudzenia oscylacji. Przestrojenie odbiornika po obu stronach odbieranej częstotliwości daje w wyniku ton akustyczny o różnej wysokości (odbiór dwusygnałowy). W układach wyższej klasy z przemianą częstotliwości stosuje się do odbioru telegrafii niemodulowanej dodatkowy generator pomocniczy, tzw. BFO, pracujący z częstotliwością zbliżoną do pośredniej częstotliwości odbiornika. Interferując

z częstotliwością pośrednią, generator wytwarza na wyjściu odbiornika ton akustyczny zmieniający się w rytmie znaków telegraficznych. Pomocniczy generator sprzęga się zwykle z obwodem detektora poprzez małą pojemność. BFO można przestrajać w niewielkich granicach wokół częstotliwości pośredniej. Po odstrojeniu BFO o 1000 Hz od częstotliwości pośredniej jest w zasadzie odbiór jednosygnałowy (single-signal). Użyteczny sygnał odbieranej stacji występuje tylko w jednym miejscu na skali; wykorzystuje się zatem w pełni całkowitą selektywność odbiornika.

Współczesny odbiornik komunikacyjny dla zakresu fal krótkich dostosowany jest także do odbioru emisji z modulacją jednowstęgową, tzw. SSB. Służy do tego celu dodatkowy detektor, tzw. iloczynowy, często o złożonym układzie lampowym.

Większość amatorskich odbiorników krótkofalowych wyposażona jest w prosty miernik natężenia odbieranego sygnału, czyli w tak zwany S-meter.

W założeniach konstrukcyjnych przewiduje się przede wszystkim odbiór sygnałów za pomocą słuchawek, dlatego też w wielu przypadkach w układzie odbiornika nie stosuje się wyjściowego wzmacniacza mocy dla zasilania głośnika. Jeśli jednak odbiornik jest wyposażony w taki wzmacniacz, to wówczas sam głośnik umieszcza się z reguły poza odbiornikiem w oddzielnej obudowie. Wzmacniacz akustyczny odbiornika zawiera zwykle przełączane akustyczne filtry pasmowe do odbioru wąskiej wstęgi sygnałów telegraficznych, oraz układy ograniczające zakłócenia, przy czym automatyczną regulację wzmocnienia odłącza się, a wejściowy poziom odbiornika reguluje się w sposób ręczny. W wyniku stosowania tak wielu pomocniczych urządzeń odbiornik krótkofalowy zaopatrzony jest w dużą na ogół liczbę pokręteł regulacyjnych i skomplikowanych przełączników. Odbiorniki fabryczne tego typu wyróżniają się poza tym wysoką ceną, znacznie przekraczającą cenę odbiornika radiofonicznego wysokiej klasy. Samodzielna budowa amatorskiego odbiornika komunikacyjnego jest w pełni możliwa i opłacalna.

Ostatecznie parametry dobrego odbiornika krótkofalowego dla potrzeb amatorskich będą następujące:

— czułość przy odbiorze telegrafii: $0{,}5 \div 1{,}0$ μV,

— czułość przy odbiorze fonicznym: $1{,}0 - 2{,}0$ μV,

— szerokość pasma przepuszczanego: regulowana w granicach $10 \div 150$ Hz do $5 \div 6$ kHz,

— selektywność: przy odstrojeniu $8 \div 10$ kHz wzrost tłumienia kanału sąsiedniego $35 \div 40$ dB przy odbiorze fonicznym; przy odstrojeniu $500 \div 1000$ Hz wzrost tłumienia kanału sąsiedniego $40 \div 60$ dB przy odbiorze telegraficznym,

— osłabienie sygnałów częstotliwości lustrzanych: nie mniej $35 \div 40$ dB,

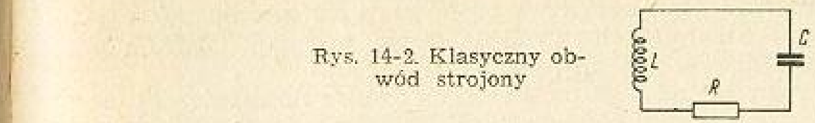
— stabilność częstotliwości: zmiany częstotliwości po włączeniu odbiornika nie większe od $2 \div 3$ kHz, po 30 minutach pracy nie większe od $20 \div 30$ Hz/godz.

14.2. Obwód strojony

Obwód strojony składa się z indukcyjności L, pojemności C i oporności R (rys. 14-2). Na indukcyjność obwodu składa się indukcyjność cewki oraz indukcyjność przewodów połączeniowych układu. Pojemność

obwodu jest sumą pojemności zmiennego kondensatora obwodu, pojemności cewki oraz szczątkowych pojemności przewodów połączeniowych i układu, z którym obwód ten współpracuje. Oporność R o charakterze

Rys. 14-2. Klasyczny obwód strojony



rzeczywistym wynika z oporności przewodów cewki i przewodów połączeniowych dla prądów w.cz., z oporności strat dielektrycznych materiału izolacyjnego kondensatora i korpusu cewki oraz strat wynikających z promieniowania i prądów wirowych w najbliżej położonych przedmiotach metalowych (ekrany).

Częstotliwość rezonansową obwodu określa się ze wzoru

$$f_r = \frac{159\,000}{\sqrt{LC}}$$

przy czym f_r wyraża się w kHz, L w μH, C w pF.

Indukcyjność obwodu określa wzór

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_r^2\, C}$$

a pojemność — wzór

$$C = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_r^2\, L}$$

przy czym poszczególne wielkości wyraża się w takich samych jednostkach pomiarowych.

Wielkości te można określić także z nomogramu — załącznik 14.

Wzrost napięcia na obwodzie w rezonansie określa tzw. współczynnik dobroci Q, który można wyprowadzić ze wzoru

$$Q = \frac{0{,}00628\, f_r L}{R}$$

lub

$$Q = \frac{1000}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

(Wszystkie wielkości w tych wzorach wyrażone są jak poprzednio w kHz, μH, pF).

Szerokość pasma przepuszczanego przez obwód strojony określa wzór

$$2\,\Delta f = \frac{f_r}{Q}$$

Odpowiada to zmniejszeniu się napięcia w obwodzie przy odstrojeniu o Δf o wielkość $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$.

Oporność strojonego obwodu w rezonansie (w omach) dla prądów zmiennych można wyznaczyć ze wzoru

$$R_{rez} = 0{,}00628\, f_r\, L\, Q$$

lub

$$R_{rez} = 10^6 \frac{L}{C\,R}$$

14.3. Rozszerzenie zakresu

Zagadnienie rozszerzenia zakresów ma szczególne znaczenie dla pasm amatorskich. Nieznaczna szerokość tych pasm przy zatłoczeniu pracujących w nich stacji amatorskich wymaga dużej precyzji dostrajania odbiornika do częstotliwości roboczej stacji nadawczej.

Możliwe jest rozwiązanie tego problemu na drodze mechanicznej lub elektrycznej.

Rozwiązanie mechaniczne polega na zastosowaniu dużej przekładni pomiędzy regulatorem strojenia a kondensatorem zmiennym układu odbiorczego. Przekładnia ta powinna pracować bez jakichkolwiek luzów w sposób idealnie płynny i powtarzalny. Przekładnie z kołami zębatymi wymagają stosowania specjalnych naciągów sprężynowych likwidujących luz między zębami. Prostsze w konstrukcji są chętnie stosowane przez amatorów przekładnie cierne. Klasyczne przekładnie z linkami są mniej polecane. Ze względu na złożoność konstrukcji mechanicznych przy tego rodzaju urządzeniach do rozszerzania zakresów krótkofalowych amatorzy chętniej rozwiązują ten problem na drodze elektrycznej.

Rozwiązanie elektryczne polega na odpowiedniej konstrukcji obwodu strojonego. Zakres częstotliwości pokrywany przez obwód strojony zależy od stosunku pojemności końcowej i początkowej kondensatora strojeniowego, określanego wzorem:

$$K_c = \frac{C_k}{C_p} = \frac{f_g^2}{f_d^2}$$

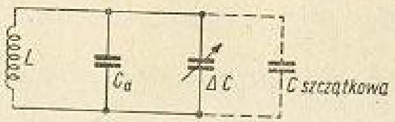
w którym:

C_k — pojemność końcowa kondensatora,
C_p — pojemność początkowa kondensatora,
f_g — górna częstotliwość graniczna,
f_d — dolna częstotliwość graniczna.

W praktyce stosuje się trzy metody rozszerzenia zakresu: przez równoległe włączenie dodatkowego kondensatora, przez włączenie szeregowe i równoległe kondensatorów oraz przez zastosowanie cewki obwodu strojonego z odczepem.

Rozszerzenie zakresu przez równoległe włączenie dodatkowego kondensatora

Jest to najprostszy sposób [1]) rozszerzenia zakresu, łatwy do obliczenia i wymagający stosowania kondensatorów zmiennych o małej pojemności (rys. 14-3). Wadą jego jest stosunkowo duży wzrost pojemności równo-



Rys. 14-3. Rozszerzenie zakresu przez równoległe włączenie kondensatora

ległej obwodu strojonego, co wprawdzie zmniejsza wpływy pojemnościowe na obwód, ale jednocześnie pogarsza stosunek $\frac{L}{C}$. Nieznaczna indukcyjność wynikająca z małego stosunku $\frac{L}{C}$ uzależnia obwód strojony od wpływu przewodów połączeniowych.

[1]) Opracowany przez DL9DQ.

Oznaczając przez C_p pojemność początkową kondensatora C, a przez C_k jego pojemność końcową, przy czym:

$$\Delta C = C_k - C_p$$

a

$$K_c = \frac{f_g^2}{f_d^2}$$

można określić pojemność dodatkową C_d ze wzoru:

$$C_d = \frac{C_k - K_c C_p}{K_c - 1}$$

Od pojemności dodatkowej C_d należy odjąć sumę powstałych pojemności układu odbiorczego, na którą składają się:

pojemność siatka-katoda lampy ($3 \div 15$ pF),
pojemność kondensatora dostrojczego w obwodzie ($5 \div 30$ pF),
pojemność przewodów połączeniowych ($5 \div 15$ pF).

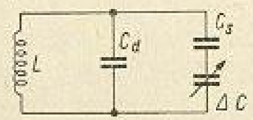
Pojemność własną cewki obwodu jako stosunkowo małą (przy prawidłowo wykonanym uzwojeniu) można tu pominąć.

Rozszerzenie zakresu przez szeregowe włączenie dodatkowego kondensatora

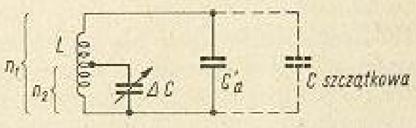
Stosowane w odbiornikach kondensatory strojeniowe wykazują często pojemność zbyt dużą jak dla obwodów strojonych wyższych zakresów krótkofalowych. W takich przypadkach za pomocą szeregowego kondensatora zmniejsza się pojemność wypadkową kondensatora strojeniowego, a następnie włącza się kondensator równoległy, za pomocą którego osiąga się żądane rozszerzenie zakresu krótkofalowego w sposób poprzednio podany (rys. 14-4). W ten sposób można zachować duży stosunek $\frac{L}{C}$ obwodu, warunkujący dużą jego dobroć.

Rozszerzenie zakresu za pomocą cewki z odczepem

Sposób ten (rys. 14-5) zapewnia zachowanie dużej oporności rezonansowej obwodu, a więc duży stosunek $\frac{L}{C}$ przy zastosowaniu kondensatorów zmiennych o znacznej pojemności. Sprawę komplikuje nieco



Rys. 14-4. Rozszerzenie zakresu przez szeregowe włączenie kondensatora



Rys. 14-5. Rozszerzenie zakresu za pomocą cewki z odczepem

dość złożone dobranie odpowiedniego odczepu, a także konieczność przewidzenia dodatkowego styku komutacyjnego w przełączniku.

Określając przekładnię autotransformatora utworzonego przez odczep na cewce według wzoru

$$p = \frac{n_1}{n_2}$$

w którym:

n_1 — całkowita ilość zwojów cewki,

n_2 — ilość zwojów cewki współpracujących z kondensatorem strojeniowym C,

oraz współczynnik zmian pojemności według wzoru:

$$W_c = (K_c)^2 = \left(\frac{f_g^2}{f_d^2}\right)^2$$

(zmiany pojemności są równe kwadratowi zmian częstotliwości) można ostatecznie wyznaczyć dodatkową pojemność równoległą C'_d obwodu ze wzoru:

$$C'_d = \frac{\frac{C_k - C_p}{W_c - 1} - C_p}{p^2}$$

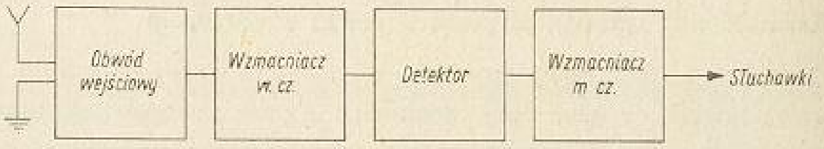
Sumaryczna pojemność obwodu strojonego, ustalająca wraz z indukcyjnością cewki L właściwą częstotliwość rezonansową, wynosi:

$$C_{sum} = C'_d + \frac{C_k}{p^2}$$

Oczywiście od pojemności dodatkowej C'_d należy przedtem odjąć sumę wszystkich pojemności dodatkowych układu (pojemność wewnętrzna lampy, kondensatora strojeniowego itp.).

14.4. Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu

Mimo znacznej przewagi jakościowej odbiorników z przemianą częstotliwości, proste odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu (rys. 14-6) znajdują jeszcze uznanie u wielu nawet poważnie zaawansowanych ama-



Rys. 14-6. Układ blokowy odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu

torów-krótkofalowców. Mało skomplikowany układ tego rodzaju odbiorników, proste strojenie i uruchomienie, brak częstotliwości pasożytniczych (w rodzaju częstotliwości lustrzanych), oraz niewielki koszt, to zasadnicze ich zalety. Czułość takiego, dobrze wykonanego, układu przy odbiorze telegrafii niemodulowanej może dochodzić do rzędu mikrowoltów, jest więc porównywalna z czułością prostych układów z przemianą częstotliwości. Jedyną poważną wadą jest niewielka selektywność tych odbiorników, pogarszająca się przy tym na wyższych pasmach częstotliwości. Przy odbiorze telegraficznym można temu mankamentowi w pewnym stopniu zaradzić stosując filtry akustyczne lub selektywne wzmacniacze m.cz. na wyjściu odbiornika.

Odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu oznacza się skrótami określającymi liczbę poszczególnych stopni wzmocnienia w.cz. i m.cz., przy

czym literą V oznaczany jest stopień detekcyjny z reakcją (odtłumienie obwodu za pomocą dodatniego sprzężenia zwrotnego). I tak np. oznacza się przez 0-V-1 odbiornik zawierający audion i jeden stopień wzmocnienia m.cz., a przez 1-V-2 odbiornik z jednym stopniem wzmocnienia w.cz., audionem i dwoma stopniami wzmocnienia m.cz.

Detektor siatkowy z reakcją — audion

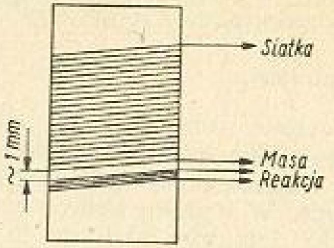
Jest to rodzaj detektora powszechnie stosowany w odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu. Detekcja siatkowa odznacza się największą czułością przy słabych sygnałach, co właśnie odpowiada warunkom odbioru amatorskich stacji krótkofalowych. W wyniku zastosowania dodatniego sprzężenia zwrotnego w stopniu detektora siatkowego następuje odtłumienie obwodu strojonego oraz wzrost selektywności i czułości odbiornika. W krańcowym przypadku odtłumienie obwodu prowadzi do powstania oscylacji ciągłych. Największą czułość przejawia układ przy odbiorze sygnałów z modulacją amplitudy — w pobliżu progu powstawania oscylacji. Przy odbiorze telegraficznych sygnałów emisji A 1 największa czułość przypada zaraz za punktem wzbudzenia oscylacji i dzięki działaniu interferencyjnemu drgań własnych odbiornika i sygnału odbieranego powstaje wypadkowy ton akustyczny, zmieniający się oczywiście w rytmie znaków telegraficznych. Wymagane jest wtedy niewielkie odstrojenie odbiornika od częstotliwości roboczej w granicach 800 ÷ 1000 Hz. Odbiór stacji telegraficznej odbywa się po obu stronach częstotliwości roboczej, jest to więc odbiór dwusygnałowy. Tak więc w jednej lampie odbywa się wzmocnienie w.cz., detekcja, wzmocnienie m.cz., a poza tym możliwe jest przekształcenie sygnałów niemodulowanych na ton akustyczny.

Warunkiem prawidłowej pracy audionu jest miękkie przejście przez próg powstania oscylacji i to w całym zakresie odbieranych częstotliwości. Prawidłowo dobrany układ reakcyjny sygnalizuje przejście przez punkt wzbudzenia jedynie cichym szumem lub sykiem. W innych przypadkach, gdy mamy do czynienia z tzw. twardą reakcją, przejście to połączone jest z wyciem, terkotaniem lub głośnym gwizdem. W zakresie odbieranych częstotliwości poziom reakcji jest wtedy bardzo nierówny, mogą pojawiać się tzw. dziury, czyli miejsca, w których drgania zanikają zupełnie. Może także wystąpić zjawisko przeciągania drgań poza punkt wzbudzenia, co uniemożliwia ustawienie punktu pracy w pobliżu największego odtłumienia obwodu.

Na miękkość reakcji mają wpływ prawie wszystkie elementy składowe audionu. Duże znaczenie ma odpowiednio dobrany opornik i kondensator siatkowy. Zwykle stosuje się opornik siatkowy o oporności 1 ÷ 3 MΩ, a kondensator siatkowy o pojemności 50 ÷ 200 pF. Mniejsze lub większe wartości tych elementów mogą przesunąć punkt pracy lampy w stronę niekorzystną. Większe pojemności siatkowe zniekształcają odbierany sygnał, obcinają bowiem jego wysokie tony. Mniejsze pojemności natomiast osłabiają odbierany sygnał. Bardzo ważna jest wartość anodowego opornika lampy audionu, gdyż od niego zależy nachylenie charakterystyki dynamicznej lampy i działanie dodatniego sprzężenia zwrotnego.

Poważny wpływ na prawidłowy przebieg reakcji ma konstrukcja cewki siatkowej i reakcyjnej. Uzwojenie reakcyjne nawinięte jest od strony ziemi na korpusie cewki siatkowej i w jej pobliżu (ok. 1 mm), ciasno, zwój przy zwoju (rys. 14-7). Ilość zwojów powinna być minimalna

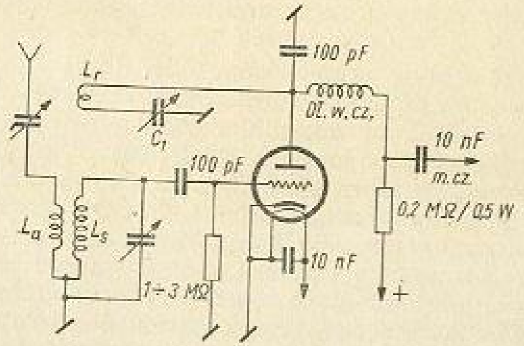
(wystarczająca tylko do uzyskania drgań układu). Przy umieszczeniu uzwojenia dodatniego sprzężenia zwrotnego w większej odległości wzrasta rozproszenie. Przewód na cewkę reakcyjną powinien mieć możliwie



Rys. 14-7. Cewka siatkowa i reakcyjna audionu

małą średnicę przekroju, najwyżej 0,15 mm. Cały obwód strojony audionu nawija się na mało stratnym korpusie i umieszcza zdala od innych przedmiotów metalowych. W obrębie lampy audionu stosuje się jeden wspólny punkt uziemiający, do którego dołącza się wszystkie elementy uziemiające (opornik siatkowy, kondensatory blokujące itp.). Wszelkie połączenia wykonuje się możliwie krótkimi odcinkami przewodu o dużej średnicy. Elementy umieszcza się w pobliżu lampy. Wskazane jest uziemienie jednego przewodu żarzenia, a zablokowanie drugiego na podstawce lampowej bezindukcyjnym kondensatorem o pojemności 10 nF. Niezmiernie duże znaczenie dla miękkości reakcji ma właściwe dobranie dławika w.cz. i kondensatorów blokujących wielką częstotliwość w obwodzie anodowym lampy audionu. Stanowią one filtr zapobiegający przedostawaniu się energii w.cz. w obręb wzmacniacza m.cz. W prostszych przypadkach dławik zastępuje się opornikiem masowym 10 ÷ 30 kΩ. Bezindukcyjne kondensatory blokujące, kalitowe lub mikowe, mają pojemność rzędu 100 ÷ 200 pF.

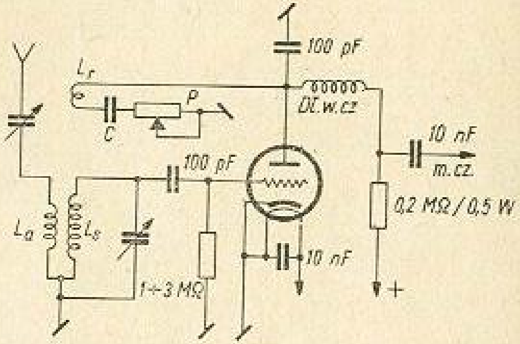
W stopniu audionu wykorzystuje się ostatnio niemal powszechnie pentody typu EF 80 lub podwójne triody (w specjalnych układach). Pentody wymagają odpowiedniego dobrania napięcia siatki ekranowej dla zapewnienia miękkiej reakcji. Napięcia anodowe lamp audionu nie powinny być wysokie, w przeciwnym bowiem razie reakcja będzie nadmiernie twarda, przeciętnie napięcie anodowe wynosi 50 V, a napięcie siatki ekranowej 20 ÷ 30 V.



Rys. 14-8. Regulowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego za pomocą kondensatora zmiennego

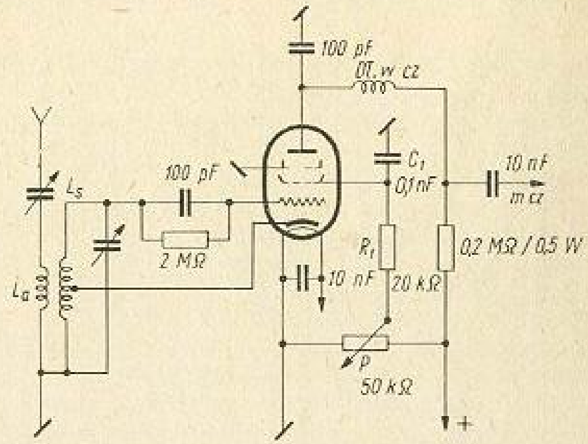
Regulowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego wykonuje się różnymi sposobami. Regulowanie za pomocą kondensatora reakcyjnego włączanego w szereg z cewką sprzężenia zwrotnego (rys. 14-8) obecnie nie jest w ogó-

le stosowane na zakresie fal krótkich. Wprowadza ono zbyt wielkie przesunięcie częstotliwości obwodu strojonego i zbyt trudno jest uzyskać stałą i miękką w całym zakresie reakcję. Lepsze wyniki daje w podobnym układzie zastosowanie potencjometru połączonego w szereg z kondensatorem reakcyjnym o stałej pojemności (rys. 14-9). Ten rodzaj regulacji jest natomiast niestabilny w czasie.



Rys. 14-9. Regulowanie reakcji potencjometrem szeregowym

Ostatnio bardzo często stosuje się audion w układzie ECO (rys. 14-10). Stabilność drgań własnych audionu jest w tym układzie wysoka, a drgania wzbudzają się miękko. Sprzężenie reguluje się przez zmianę napięcia siatki ekranowej, do czego służy potencjometr liniowy o oporności 50 kΩ.



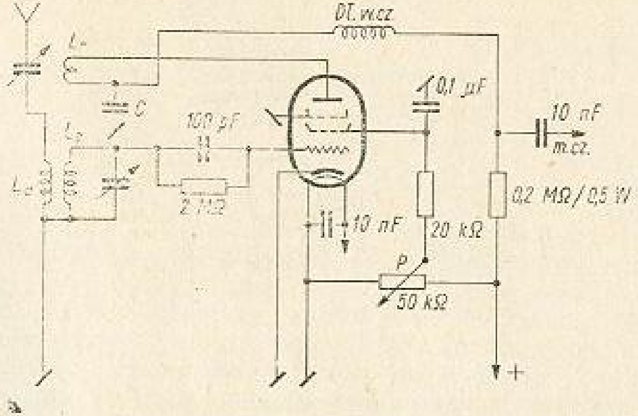
Rys. 14-10. Audion z reakcją w układzie ECO

Opornik szeregowy siatki wraz z kondensatorem blokującym stanowią dodatkowy filtr napięcia tej siatki. Pojemność kondensatora jest rzędu 0,1 μF. Wielkość sprzężenia dobiera się na stałe odczepem katodowym na cewce. Wpływ regulacji sprzężenia zwrotnego na częstotliwość jest nieznaczny. Dużą trudność sprawia tu dobranie właściwego odczepu na cewce dla dołączenia katody.

W przypadku układu z oddzielną cewką reakcyjną (rys. 14-11) należy zwrócić uwagę na kierunek nawinięcia cewek oraz ich prawidłowe podłączenie do obwodów lampy audionu. Warunkiem powstania drgań jest oczywiście zgodność faz prądów płynących w obu cewkach. W prostych układach reakcyjnych z triodami, dodatnie sprzężenia zwrotne można

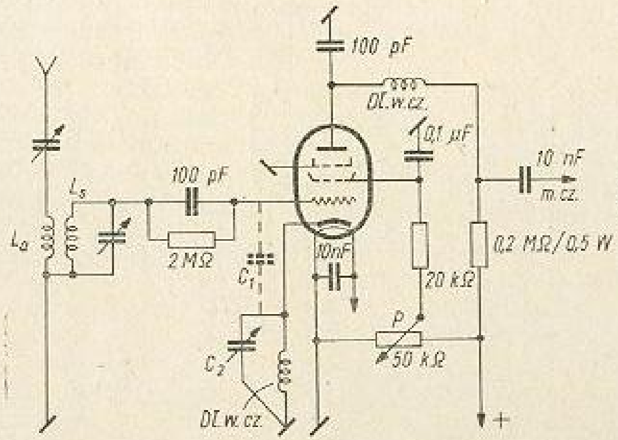
regulować także przez zmianę napięcia anodowego lampy za pomocą potencjometru w układzie podobnym do układu pentody.

Ciekawy układ reakcyjny przedstawiony jest na rys. 14-12. Przez zastosowanie dodatkowego dławika w obwodzie katodowym omija się trudności związane z doborem odczepu na cewce siatkowej dla katody.



Rys. 14-11. Audion z pentodą i regulowaną reakcją w obrębie siatki ekranowej

Równolegle do dławika włączony jest kondensator C_2 o niewielkiej pojemności szczątkowej, a szeregowo z nim włączona jest pojemność katoda-siatka lampy. Tworzy się dzielnik pojemnościowy. Stosunek pojem-

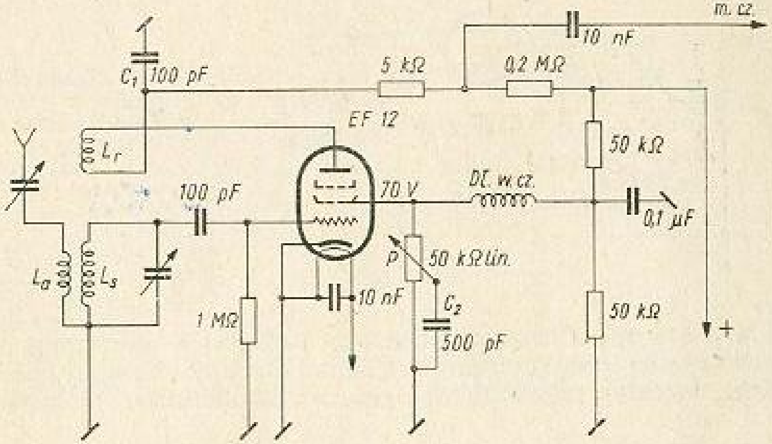


Rys. 14-12. Audion z reakcją w układzie z dławikiem w.cz. w obwodzie katodowym

ności można zmieniać przestrajaniem kondensatora C_2, a w ten sposób płynnie zmieniać wielkość sprzężenia katody. Regulacja dodatniego sprzężenia dokonywana jest potencjometrycznie w obwodzie siatki ekranowej. Układ odznacza się nadzwyczaj miękką reakcją, tak że często trudno zauważyć pojawienie się słabego szumu oscylacji.

Inny sposób regulacji dodatniego sprzężenia zwrotnego przedstawiony jest na rys. 14-11. Kondensator C o pojemności 150 ÷ 200 pF blokuje dodatkowe uzwojenie reakcyjne. Wielkość reakcji reguluje się potencjometrem w obwodzie siatki ekranowej. Cewka obwodu wykonana jest według rys. 14-7.

We wszystkich układach regulacji sprzężenia zwrotnego przez zmianę napięcia siatki ekranowej zmienia się jednocześnie wraz ze wzmocnieniem w. cz. także wzmocnienie lampy dla m. cz. Jest to oczywiście niekorzystne z punktu widzenia czułości odbiornika. Po pokonaniu tej trudności powstały układy, w których wzmocnienie m. cz. pozostaje stale na najwyższym poziomie pomimo regulacji wzmocnienia dla wielkich częstotliwości. Układ takiego odbiornika uwidoczniony jest na rys. 14-13. Jego



Rys. 14-13. Układ reakcyjny o stałym wzmocnieniu m.cz.

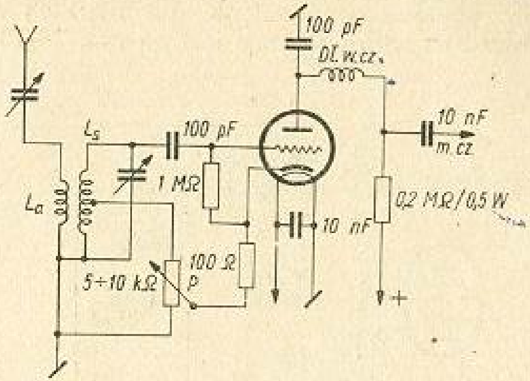
podstawą jest specjalny sposób zasilania siatki ekranowej. Siatka ekranowa pentody nie blokowana dla w. cz. do masy jest zasilana poprzez dławik w. cz. ze stałego dzielnika napięciowego, którego środek zablokowany jest do masy bezindukcyjnym kondensatorem 0,1 μF. W ten sposób otrzymuje się pełne wzmocnienie dla małych częstotliwości (dławik w. cz. można pominąć). Dla wielkich częstotliwości siatka ekranowa przejmuje rolę anody. Potencjometrem 50 kΩ reguluje się wielkość dodatniego sprzężenia zwrotnego. Gdy zablokowany do masy kondensatorem 500 pF ślizgacz potencjometru znajduje się w dolnym położeniu, siatka ekranowa staje się dla prądów w. cz. anodą i wzmocnienie jest wówczas niewielkie. W miarę przesuwania ślizgacza ku górze, pojemność kondensatora C_2 zaczyna odgrywać coraz większą rolę; lampa działa jako pentoda wzmacniająca w. cz. i zwiększa się sprzężenie, aż do powstania drgań. W tym czasie małe częstotliwości wzmacniane są stale w układzie pentody z dużym zyskiem. W wyniku uzyskuje się szeroki zakres regulacji sprzężenia w układzie mało wpływającym na częstotliwość roboczą obwodu strojonego. Reakcja jest bardzo miękka.

Oryginalny układ regulacji sprzężenia zwrotnego podano na rys. 14-14. Jest to w zasadzie normalny generator w układzie ECO z triodą i dzielnikiem indukcyjnym w obwodzie katody. Wzmocnienie małej częstotliwości jest tu zawsze stałe i nieznacznie wpływa na obwód strojony. Układ pracuje zupełnie poprawnie aż do zakresu UKF. Reakcję reguluje się potencjometrem masowym, bezindukcyjnym, o oporności 5 ÷ 10 kΩ.

Jeśli chodzi o zasilanie omówionych układów odbiorczych, to najbardziej wskazane jest stosować anodowe napięcie stabilizowane o wartości

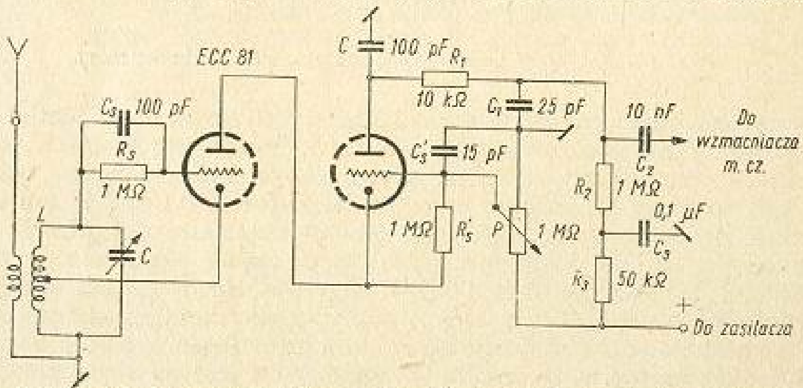
najwyżej 150 V; tego rodzaju zasilanie zwiększa w dużym stopniu stałość pracy odbiornika w czasie i znakomicie ułatwia obsługę.

Ciekawy układ audionu z podwójną triodą w systemie wzmacniacza kaskodowego uwidoczniony jest na rys. 14-15 (obie triody połączone gal-



Rys. 14-14. Zmodyfikowany audion z reakcją w układzie ECO

wanicznie w szereg). Pierwsza trioda włączona jest w układzie generatora ECO z dzielnikiem indukcyjnym, zaś siatka sterująca drugiej triody uziemiona dla wielkiej częstotliwości poprzez kondensator blokujący. Do-

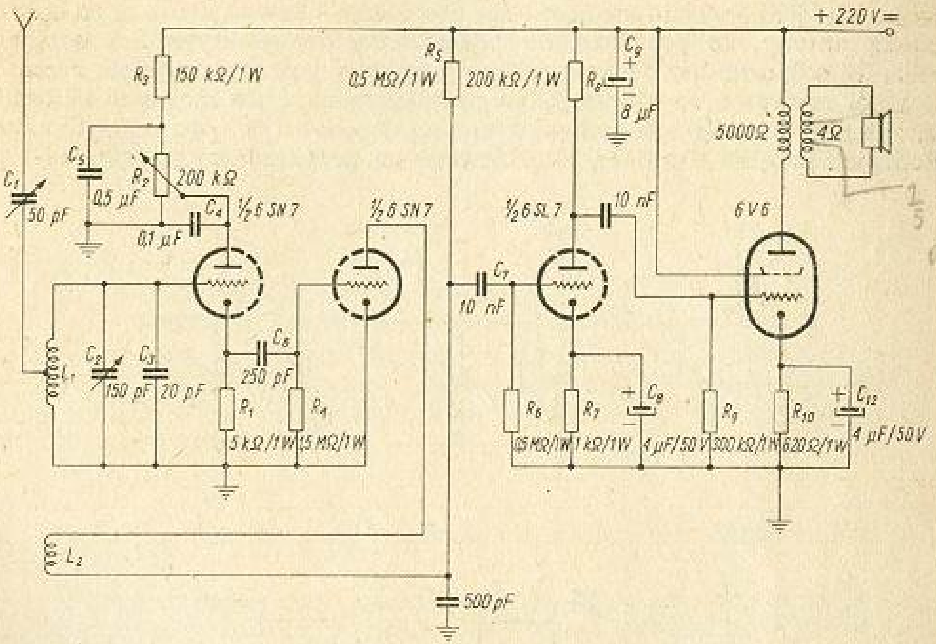


Rys. 14-15. Audion z reakcją w układzie kaskody z podwójną triodą

prowadzenie dodatniego napięcia do tej siatki poprzez potencjometr P, umożliwia regulowanie wielkości dodatniego sprzężenia zwrotnego. Reakcja jest bardzo miękka, a jej wpływ częstotliwościowy na obwód strojony minimalny. Układ pracuje poprawnie na największych częstotliwościach pasm krótkofalowych, wykazując przy tym niewielki szum własny.

Rysunek 14-16 przedstawia inny ciekawy układ nowoczesnego audionu, w którym zastosowano wtórnik katodowy z podwójną triodą typu 6 SN 7. Wtórnik separuje obwód strojony od obciążającego wpływu detektora siatkowego (prąd siatki zmieniający się w rytmie modulacji), który zmniejsza dobroć obwodu strojonego, a pośrednio utrudnia ustalenie progu wzbudzenia w pobliżu powstawania drgań w audionie. Separacja wtórnikiem umożliwia zwiększenie stabilności reakcji w pobliżu punktu krytycznego, oraz czułości i selektywności odbiornika, a to wskutek zwiększenia się dobroci obwodu strojonego.

Dodatnie sprzężenie zwrotne uzyskiwane jest za pomocą dodatkowej cewki L_2 z obwodu drugiej triody pracującej jako audion. Wielkość tego sprzężenia reguluje się przez zmianę napięcia anodowego pierwszej triody, a więc potencjometrem R_2. W praktyce wystarcza jednorazowe dobranie



Rys. 14-16. Audion w układzie z wtórnikiem katodowym

sprzężenia, po czym układ można przestrajać w całym zakresie częstotliwości (podobnie jak odbiornik z przemianą częstotliwości) przy zachowaniu stałej wartości czułości. Kondensator stały C_3, mikowy lub ceramiczny, utrzymuje dobroć obwodu strojonego na stałym poziomie w całym zakresie częstotliwości.

Cewka obwodu strojonego nawinięta jest na starym cokole od lampy typu oktal o średnicy 33 mm, przy czym dla każdego zakresu przewiduje się oddzielną cewkę, wkładaną kolejno do gniazda typu lampowego. Uzwojenia obu cewek L_1 i L_2 nawinięte są współosiowo w jednym kierunku i w odstępie między sobą około 3 mm. Dane cewek zawarte są w tablicy 14-1.

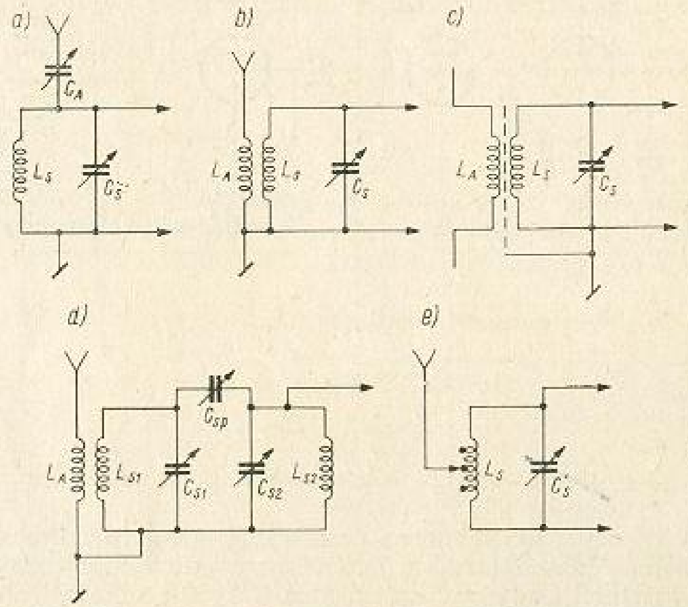
Tablica 14-1

Dane cewek dla układu z rys. 14-16

Częstotliwość MHz	Ilość zwojów cewek L_1	Ilość zwojów cewek L_2	Odczep anteny	Uwagi
14	8	3	3 zwój od masy	Średnica cewek: 33 mm
7	14	5	środek cewki	Średnica przewodu: 0,4 mm, Cu em.
3,5	26	7	środek cewki	Cewki jednowarstwowe

14.5. Sprzężenie obwodu strojonego z anteną odbiorczą

Sygnał użyteczny z anteny może być doprowadzony do obwodu wejściowego odbiornika na drodze sprzężenia pojemnościowego, indukcyjnego lub wprost galwanicznego. Siła sygnału wzrasta przy silnym sprzężeniu, ale jednocześnie zwiększa się obciążenie obwodu strojonego opornością anteny, co prowadzi do pogorszenia się selektywności odbiornika. W odbiorniku z reakcją może nastąpić w pewnym zakresie częstotliwości zrywanie się drgań. Dlatego należy dążyć do możliwie słabego sprzężenia obwodu strojonego z anteną, zachowując pewne optimum. Rodzaje sprzężeń z anteną zilustrowane są przykładowo na rys. 14-17.



Rys. 14-17. Przykładowe rodzaje sprzężeń obwodu wejściowego z odbiornika z anteną: a) sprzężenie pojemnościowe; b) sprzężenie transformatorowe; c) sprzężenie indukcyjne z siatką Faraday'a; d) pasmowy obwód wejściowy; e) sprzężenie indukcyjne z odczepami

Wielkość sprzężenia indukcyjnego reguluje się za pomocą ruchomej cewki antenowej, pojemnościowego — za pomocą niewielkiego szeregowego kondensatora zmiennego, zaś galwanicznego — przez wykorzystanie odczepów na cewce. Optymalny stopień sprzężenia z obwodem, zapewniający dobre warunki odbioru, ustala się w punkcie, w którym dobroć obwodu siatkowego zmniejsza się około 25%, a przepięcie na obwodzie obniża się do 0,8 wartości maksymalnej. W przypadku sprzężenia pojemnościowego zmiany sygnału przy zmianach częstotliwości są duże. Sprzężenie w zakresie częstotliwości nie jest stałe i wzrasta przy większych częstotliwościach. W przypadku odbiorników pasmowych, jakimi są amatorskie odbiorniki krótkofalowe, wada tego rodzaju sprzężenia jest istotna i może być pominięta. Znacznie mniejszym zmianom ulega sprzężenie autotransformatorowe lub transformatorowe. Najwłaściwsze sprzężenie indukcyjne uzyskuje się gdy

$$f_{ant} = (0{,}5 \div 0{,}7)\, f_d$$

przy czym:

f_{ant} — częstotliwość rezonansowa obwodu utworzonego z indukcyjności cewki antenowej i własnej pojemności anteny,

f_d — najmniejsza częstotliwość zakresu odbiornika.

Przy zasilaniu odbiornika sygnałem z anteny poprzez symetryczną linię zasilającą należy zapewnić właściwe dopasowanie oporności falowej tej linii do oporności wejściowej odbiornika. Indukcyjność cewki antenowej w mikrohenrach można wyznaczyć w przybliżeniu ze wzoru

$$L_{ant} = 0{,}159 \frac{Z_F}{f_{śr}}$$

w którym:

Z_F — oporność falowa linii zasilającej w Ω;

$f_{śr}$ — średnia częstotliwość zakresu odbiornika, w MHz.

Największą swobodę w dopasowywaniu anten do odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu daje jednak zastosowanie wstępnego stopnia wzmocnienia w. cz. Wzmacniacz w. cz. zwiększa przy tym czułość odbiornika i jego selektywność.

14.6. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości odbiornika

W tego rodzaju wzmacniaczach stosuje się przede wszystkim pentody w. cz. (najlepiej telewizyjne), jakkolwiek ostatnio wchodzą do użycia także podwójne triody w układach kaskodowych. Ze względu na niewielką pojemność C_{sa} lampy stosowanie pentod zapewnia dobrą stabilność pracy wzmacniacza bez skłonności do wzbudzenia, jakie może łatwo powstać w układzie wskutek dostrojenia obwodu anodowego i siatkowego do wspólnej częstotliwości. Są to układy wzmacniaczy rezonansowych ze strojonym obwodem, włączonym bezpośrednio w obwód anodowy (przez odczep na cewce), a nawet z równoległym zasilaniem. Przykłady spotykanych rozwiązań podane są na rys. 14-18.

Wzmocnienie stopnia wzmacniacza w. cz. można łatwo określić ze wzoru:

$$K_{w.cz.} = S_a R_{rez}$$

w którym:

S_a — nachylenie charakterystyki stosowanej lampy,

R_{rez} — oporność rezonansowa strojonego obwodu anodowego.

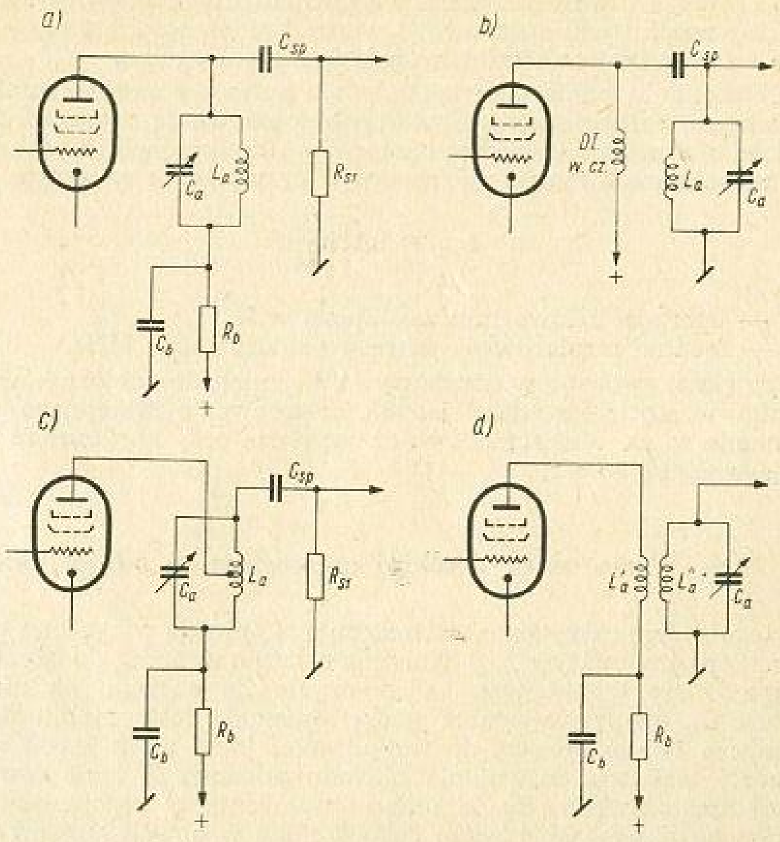
Ze względu na niewielki stosunek $\frac{L}{C}$ w zakresie fal krótkich, przeciętne wzmocnienie stopnia zawiera się w granicach $10 \div 30$.

Stosowanie wzmacniacza w. cz. przed stopniem detektora z reakcją zapobiega przedostawaniu się energii drgań w. cz. do obwodu anteny, a tym samym zmniejsza możliwość rozsiewania ewentualnych zakłóceń w otoczeniu.

Najlepszą selektywność daje zastosowanie w obwodzie anodowym obwodów sprzężonych w postaci filtrów pasmowych (odbiorniki wysokiej klasy, nawet wieloobwodowe). Pojedynczy obwód strojony stosuje

się na ogół w prostych układach odbiorczych, i tylko ze względu na jego prostotę.

Sprzężenie za pomocą transformatora w. cz. (rys. 14-18d) jest najwygodniejsze, umożliwia bowiem dobranie optymalnego sprzężenia między



Rys. 14-18. Przykłady rozwiązań obwodów anodowych wzmacniaczy rezonansowych w.cz.: a) obwód anodowy zasilany szeregowo; b) obwód anodowy zasilany równolegle; c) strojony obwód anodowy z odczepem; d) układ transformatorowy

obwodem anodowym wzmacniacza w. cz. i obwodem siatkowym następnego stopnia wzmocnienia (np. detektora siatkowego z reakcją).

Obwody zasilania anody i siatki ekranowej powinny być starannie odfiltrowane za pomocą oporników bezindukcyjnych $1 \div 5$ kΩ i kondensatorów ceramicznych lub mikowych o pojemności $2 \div 10$ nF.

Osobnym tu zagadnieniem, szczególnie w zakresach fal najkrótszych, są szumy. Występują one przy dużych wzmocnieniach i w odbiornikach krótkofalowych pochodzą w głównej mierze z pierwszej lampy wzmacniacza w. cz. Szumy pochodzenia oporowego, ze względu na wąską wstęgę przenoszoną przez odbiornik krótkofalowy i stosunkowo małą częstotliwość roboczą nie odgrywają tu tak wielkiej roli, jak w zakresie UKF.

Szumy wewnętrzne lampy wynikają z procesu emisji katody oraz z rozpływu prądów pomiędzy elektrodami lampy. Dlatego też lampy wielosiatkowe (pentody) szumią więcej niż triody. Szczególnie znacznym po-

ziomem szumów obarczone są wielosiatkowe lampy mieszające; z tej też przyczyny nie znajdują one szerszego zastosowania w stopniach przemiany częstotliwości odbiorników krótkofalowych.

W związku z rozwojem telewizji przemysł produkuje specjalne typy lamp bezszumnych, przeznaczonych do pracy we wstępnych stopniach wzmocnienia w. cz. Wielkość szumu własnego lampy określa się tzw. opornością zastępczą szumów; jest ona podawana w katalogach lampowych. Do lamp bezszumnych zalicza się m. in. lampy typu EF 80, EF 85 itp.

Właściwy stosunek użytecznego sygnału do szumów przy odbiorze może być osiągnięty wówczas, gdy napięcie wejściowe będzie co najmniej dwukrotnie większe od napięcia szumów. Warunek ten może być spełniony jedynie wtedy, gdy oporność rezonansowa obwodu wejściowego będzie odpowiednio większa od oporności zastępczej szumów pierwszej lampy. Łatwo o to w układach, w których stosuje się odtłumienie obwodu strojonego za pomocą dodatniego sprzężenia zwrotnego. Z tej też przyczyny spotyka się układy wzmacniaczy w. cz. wyposażone w dodatkowe, odtłumiające obwody reakcyjne, które poza tym umożliwiają zwiększenie wstępnej selektywności odbiornika. Układy te bywają stosowane w prostych odbiornikach z przemianą częstotliwości, pracujących bez stopnia wzmocnienia w. cz.

Tak więc przy projektowaniu odbiornika krótkofalowego należy pamiętać, że szum całego układu odbiorczego zależy w zasadniczej mierze od szumu pierwszej lampy w. cz.

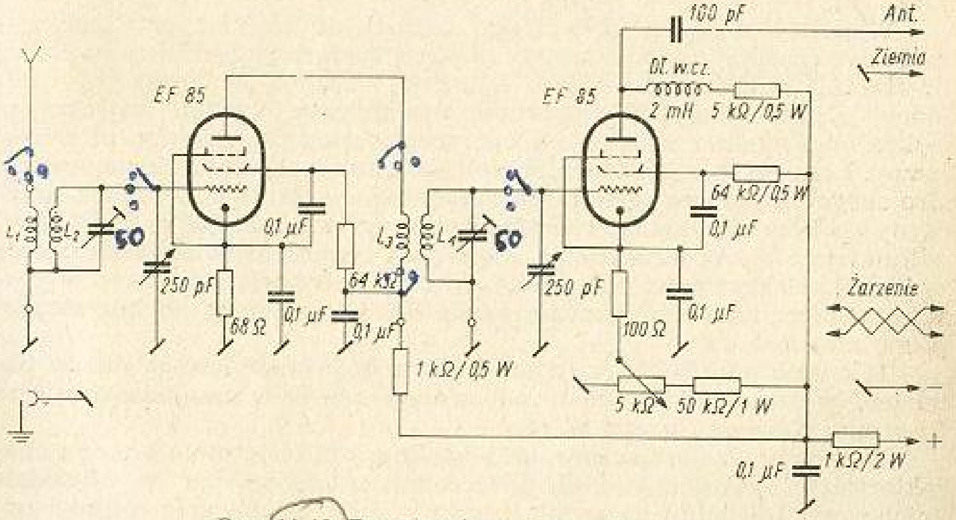
W stopniu wzmacniacza w. cz. wygodnie jest zastosować lampę o charakterystyce regulacyjnej. Umieszczenie potencjometru w obwodzie katodowym tej lampy zapewnia prosty sposób regulowania czułości odbiornika już w pierwszym stopniu wzmocnienia, szczególnie odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu, w którym nie jest przewidziana ARW (automatyczna regulacja wzmocnienia). Ta dodatkowa, ręczna regulacja wielkości wejściowego sygnału jest szczególnie ważna w odbiornikach z detekcją siatkową, pracującą poprawnie jedynie przy niewielkich napięciach wejściowych.

Kondensatory strojeniowe obwodu siatkowego i anodowego wzmacniacza w. cz. stosuje się zwykle w postaci agregatu (sprzężone na wspólnej osi). Pociąga to za sobą konieczność dokładnego wyrównania indukcyjności i pojemności obu obwodów za pomocą odpowiednich, równolegle włączanych kondensatorów dostrojczych (trymerów) oraz ruchomych rdzeni ferrytowych w cewkach. Przy stosunkowo wąskich zakresach amatorskich odbiorników krótkofalowych w zupełności wystarcza wyrównanie pojemnościowe. W prostszych rozwiązaniach bardzo często stosuje się niezależnie ustawiane kondensatory obu obwodów. Obwód antenowy, ze względu na obciążenie anteną, stroi się na ogół płasko i nie wymaga dodatkowej regulacji w obrębie pasma. Dlatego regulowanie takie nie wymaga użycia dodatkowego precyzera strojeniowego.

Dla uniknięcia sprzężeń należy odpowiednio usytuować obwód siatkowy oraz anodowy i wprowadzić ekranowanie między doprowadzeniami do podstawki lampowej i między obwodami. Osie obu maksymalnie oddalonych od siebie cewek powinny być do siebie prostopadłe, a przewody prowadzące do podstawki lampowej możliwie krótkie. Ekranowanie cewek za pomocą kubków osłonnych jest tu rzadziej stosowane ze względu na znaczne zmniejszanie się i tak już niewielkiej oporności rezonansowej. Ogólnie biorąc, należy dążyć do maksymalnego zmniejszania pojemności

pomiędzy obwodem siatki i anody lampy w stopniu wzmacniacza w. cz. Wobec wzrastających trudności w spełnieniu tego warunku dla wielostopniowych wzmacniaczy w. cz. (kilka obwodów dostrojonych do tej samej częstotliwości) spotyka się w praktyce najwyżej dwustopniowe wzmacniacze w. cz.

Przykładem takiego wzmacniacza, który może być wykorzystany jako dodatkowy wzmacniacz do już istniejącego odbiornika, jest układ z rys. 14-19. Zapewnia on w pasmie 1,5 ÷ 35 MHz wzmocnienie około



Rys. 14-19. Dwustopniowy wzmacniacz w.cz.

22 dB ÷ 6 dB przy małych szumach. Cały ten zakres częstotliwości pokrywany jest czterema podwójnymi cewkami wymiennymi, włączanymi bądź przełącznikiem bębnowym, bądź na wtykach. Zastosowane kondensatory zmienne mają pojemność 250 pF. Większe wzmocnienie, lecz przy mniejszym pokryciu zakresu, może być zapewnione przez zastosowanie kondensatorów zmiennych o pojemności 50 ÷ 70 pF. Antena sprzężona jest indukcyjnie z pierwszym obwodem strojonym. Sprzężenie międzystopniowe-transformatorowe. W obu stopniach pracują pentody typu EF 85. W obwodzie katodowym lampy drugiego stopnia zastosowano ręczną regulację wzmocnienia w. cz. za pomocą potencjometru 5 kΩ. Dla rozszerzenia pasma włączone są równolegle do cewek kondensatory dostrojcze o pojemności 50 pF. Cewki dla zakresów 1,4 ÷ 4 MHz nawinięte

Tablica 14-2

Dane cewek dla układu z rys. 14-19

Częstotliwość MHz	Ilość zwojów cewek L_1, L_3 —	Średnica przewodu mm	Ilość zwojów cewek L_2, L_4 —	Średnica przewodu mm
1,5 ÷ 4	8	0,2	65	0,2
3,5 ÷ 8	5	0,2	36	0,4
7 ÷ 16	3	0,2	14	1,0
15 ÷ 35	3	0,2	5	1,0

są na korpusach o średnicy 10 mm, z rdzeniem M7, dla pozostałych zaś zakresów — na ceramicznych korpusach bezrdzeniowych o średnicy 15 mm. Dane cewek i przewodów zawiera tablica 14-2.

Lampy wzmacniacza zamknięte są w ekranujących kubkach umocowanych do odpowiednich pierścieni przy podstawkach lampowych. Wzmacniacz zestraja się przy użyciu woltomierza lampowego lub odbiornika. Selektywność dla pasma 14 MHz dochodzi do 30 kHz (6 dB spadku wzmocnienia).

14.7. Materiały pomocnicze do obliczania cewek obwodów strojonych i wskazówki konstrukcyjne

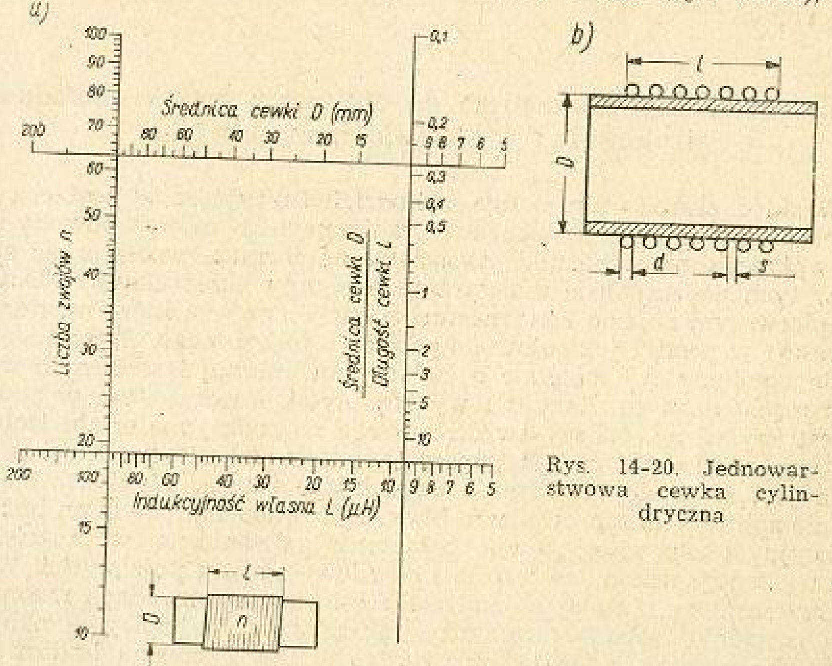
W skład obwodu strojonego wchodzi indukcyjność w postaci cewki i pojemność w postaci kondensatora zmiennego. Ponieważ obwody strojone wpływają na wskaźniki jakościowe odbiornika, powinno się stosować w tych podzespołach małostratne elementy konstrukcyjne. Dotyczy to w pierwszym rzędzie kondensatorów strojeniowych, które amator wykorzystuje w postaci już gotowego produktu fabrycznego. Stosuje się wyłącznie kondensatory zmienne o izolacji powietrznej i stabilnym wykonaniu mechanicznym. Kształt i wykrój płytek kondensatora w zasadzie nie jest krytyczny. Należy zwrócić uwagę na rodzaj materiału izolacyjnego wsporników statora. Najlepsze są izolatory kalitowe. Nie bez znaczenia jest samo doprowadzenie uziemiające rotora. Wyklucza się stosowanie spiralnych doprowadzeń. Styk doprowadzenia powinien być bezindukcyjny i zapewniać pewne połączenie galwaniczne; w przeciwnym razie występują szkodliwe trzaski i chwilowe zmiany pojemności. Wszelkie kondensatory o stałej pojemności stosowane w obwodach rezonansowych posiadają izolację ceramiczną lub mikową (najlepiej — napylane warstewką srebra). Kondensatory dostrojcze są z izolacją kalitową lub powietrzną, np. typu garnuszkowego (Philips).

Dla zakresów krótkofalowych stosuje się na ogół cewki nawijane pełnym przewodem o dość znacznej średnicy. Cewki dla zakresów największych częstotliwości wykonuje się nawet przewodem srebrzonym. Dla wszystkich pozostałych zakresów stosuje się z powodzeniem przewód miedziany w izolacji emaliowej. Nawija się cewki na małostratnych korpusach o średnicy do 30 mm. Na korpusy najlepiej się nadaje kalit, polistyren, a w ostateczności bakelit. Uzwojenia cewek powinny być wykonane stabilnie, z pewnym wstępnym naciągiem. Zaleca się pokrycie gotowego uzwojenia małostratnym klejem, sporządzonym ze styrofleksu rozpuszczonego w benzenie lub tri. Rdzenie ferrytowe w cewkach krótkofalowych stosuje się raczej tylko dla zakresów mniejszych częstotliwości i to z materiałów ferromagnetycznych o najwyższej jakości.

Wszelkie połączenia w obrębie obwodu strojonego wykonuje się ze stabilnych i możliwie krótkich przewodów. Punkty uziemiające łączy się za pomocą osobnych przewodów uziemiających, nie wykorzystując do tego celu metalowej podstawy odbiornika. W obrębie każdej lampy wykonuje się jeden wspólny punkt uziemiający, po czym wszystkie te punkty łączy się indywidualnymi przewodami z głównym zaciskiem uziemienia odbiornika. Szczególną uwagę należy zwracać na lutowanie wszystkich doprowadzeń. Do lutowania stosuje się wyłącznie kalafonię w roztworze czystego spirytusu. Przełączniki obwodów powinny być naj-

wyższej jakości, mieć pewne styki i izolację o małych stratach. Doprowadzenia do cewek wykonuje się jak najkrótsze, a jeśli to możliwe — stosuje się przełączniki bębnowe. Wszelkie osłony ekranujące nie mogą się znajdować bliżej niż w odstępie równym połowie średnicy cewki ekranowanej.

W celu określenia indukcyjności jednowarstwowej cewki cylindrycznej można się posługiwać nomogramem krzyżowym (rys. 14-20), który



Rys. 14-20. Jednowarstwowa cewka cylindryczna

umożliwia w sposób dostatecznie przybliżony wyznaczenie następujących parametrów:

— średnicy cewki D,
— liczby zwojów n,
— stosunku średnicy cewki D do jej długości l,
— indukcyjności własnej L.

Znacznie dokładniej określa się indukcyjność jednowarstwowej cewki cylindrycznej ze wzoru słusznego dla stosunku:

$$\frac{l}{D} > 0{,}3$$

oraz stosunku

$$\frac{d}{s} \approx 0{,}5$$

a mianowicie

$$L = \frac{0{,}022\, n^2 D}{1 + 2{,}27 \frac{l}{D}}$$

przy czym:

L — indukcyjność własna cewki, w μH;
n — ilość zwojów,

D — średnica korpusu cewki, w cm;
l — długość uzwojenia, w cm;
s — skok uzwojenia, w mm;
d — średnica przewodu, w mm.

Błąd obliczeń wykonanych na podstawie tego wzoru nie przekracza 1%.

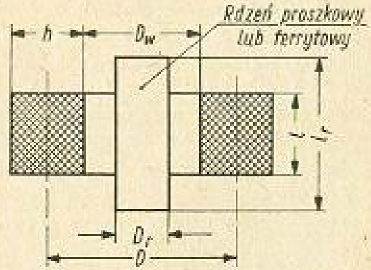
Indukcyjność cewki wielowarstwowej, nawiniętej drutem miedzianym w sposób dowolny (krzyżowo), określa się według przybliżonego wzoru

$$L = \frac{0{,}0765\, n^2 D^2}{(3D + 9l + 10h)}$$

w którym:

L — indukcyjność własna cewki, w μH;
n — długość uzwojenia, w cm;
h — grubość uzwojenia, w cm;
D — średnia średnica cewki równa $D_w + h$, w cm.

Po wsunięciu do środka cewki rdzenia cylindrycznego w. cz. (rys. 14-21), indukcyjność jej zwiększa się według wzoru



Rys. 14-21. Wielowarstwowa cewka z rdzeniem otwartym

$$\frac{L_r}{L} \cong 1 + a \left(\frac{D_r}{D}\right)^2 \frac{l_r}{l} (\mu_{sk} - 1)$$

w którym:

μ_{sk} — skuteczna przenikalność magnetyczna rdzenia,
D_r — średnica rdzenia, w cm;
l_r — długość rdzenia, w cm;
a — współczynnik długości rdzenia.

Gdy:

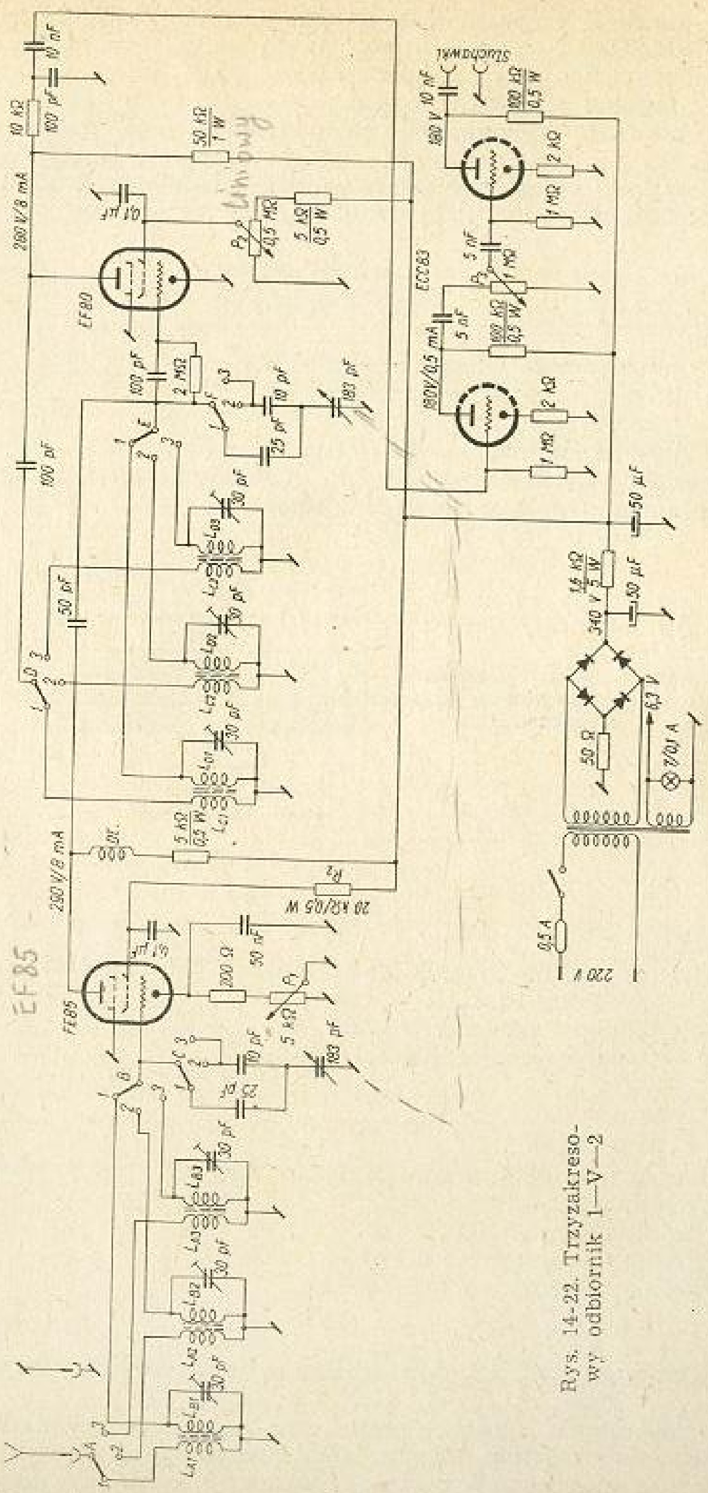
$l_r < 1$, to $a = 0{,}8$,
$l_r > 1$, to $a = 1{,}0$.

Skuteczna przenikalność magnetyczna dla ferrytów produkcji krajowej (ferroxyd) wynosi:

— rdzenie radiowe 100 Gs/Oe
— rdzenie w odbiornikach FM 40 Gs/Oe
— rdzenie telewizyjne 20 Gs/Oe.

14.8. Wzmacniacz m. cz. odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu

W odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu z powodzeniem mogą być stosowane wszystkie rodzaje selektywnych wzmacniaczy akustycznych, jakie są spotykane w bardziej rozbudowanych odbiornikach z prze-



Rys. 14-22. Trzyzakresowy odbiornik 1—V—2

mianą częstotliwości. Zastosowanie wzmacniacza selektywnego jest tu wskazane ze względu na niewielką selektywność prostych odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu, szczególnie przy odbiorze telegraficznym. W praktyce zupełnie wystarczający jest wzmacniacz napięciowy m. cz. z wyjściem na słuchawki. Jest to najlepsze rozwiązanie dla odbiornika krótkofalowego, ponieważ słabe sygnały w szumach i zakłóceniach odbierane są lepiej przez ucho ludzkie przy małym poziomie natężenia dźwięku. W układzie wzmacniacza spotyka się dwa stopnie wzmocnienia z triodami lub jeden z pentodą włączone poprzez regulator poziomu głośności (potencjometr) za detektorem siatkowym z reakcją. Należy pamiętać o dobrym zabezpieczeniu napięciowym słuchawek, włączanych na wyjście odbiornika. Najlepiej w tym celu stosować osobny transformator o przekładni 1 : 1, w ostateczności zaś włączać słuchawki poprzez separujący kondensator równolegle do opornika anodowego w stopniu wyjściowym. Użycie słuchawek w obwodzie prądu anodowego powinno się w zupełności wykluczyć.

14.9. Przykłady amatorskich rozwiązań konstrukcji odbiorników krótkofalowych o bezpośrednim wzmocnieniu

Dwuobwodowy odbiornik 1—V—2 dla trzech pasm krótkofalowych

Odbiornik ten przeznaczony jest do pracy w pasmie 3,5 MHz, 7 MHz oraz 14 MHz. Do zmiany zakresów służy przełącznik klawiszowy. Sprzężenie z anteną dla wszystkich zakresów indukcyjne transformatorowe (rys. 14-22). Dla każdego zakresu stosuje się oddzielny zespół cewek. Pojemność kondensatora strojeniowego podwójnego skracana jest w poszczególnych zakresach za pomocą odpowiednich kondensatorów szeregowych. Wzmocnienie wzmacniacza w. cz. z lampą typu EF 85 reguluje się potencjometrem katodowym P_1. Sprzężenie międzystopniowe zrealizowane jest w układzie dławikowo-pojemnościowym. Indukcyjność dławika w. cz. wynosi 2,5 mH. W stopniu audionu pracuje lampa EF 80. Cewki reakcyjne sprzężone są z obwodem anodowym przez kondensator 100 pF. W obwodzie anodowym zastosowano prosty układ filtrujący. Reakcję reguluje się w obwodzie siatki ekranowej potencjometrem P_2. Częstotliwość akustyczna z wyjścia audionu zostaje doprowadzone do dwustopniowego wzmacniacza m. cz. z podwójną triodą o dużym wzmoc-

Tablica 14-3

Dane cewek dla układu z rys. 14-22

Częstotliwość	Obwód wejściowy			Obwód audionu		
	Ilość zwojów		Indukcyjność cewki siatkowej	Ilość zwojów		Indukcyjność cewki siatkowej
	Cewka antenowa L_A	Cewka siatkowa L_B		Cewka reakcyjna L_C	Cewka siatkowa L_D	
MHz	—	—	μH	—	—	μH
3,5	16	45	37	14	40	29
7	10	20	8,2	10	20	8,2
14	12	10	2,7	9	10	2,7

nieniu (ECC 83). Pomiędzy obu stopniami m. cz. znajduje się regulator (potencjometr) siły sygnału. Wzmacniacz zasila słuchawki włączone poprzez kondensator oddzielający. Bliższe dane dotyczące cewek dla poszczególnych zakresów zawarte są w tablicy 14-3.

14.10. Odbiorniki krótkofalowe z przemianą częstotliwości

Najbardziej rozpowszechnione wśród amatorów krótkofalowców są odbiorniki z przemianą częstotliwości, popularnie nazywane superheterodynami. Poważną wadą odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu jest ich niewielka selektywność. Selektywność można zwiększyć przez zastosowanie większej ilości obwodów strojonych. W odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu ten sposób zwiększania selektywności podlega ograniczeniu ze względu na skłonność do wzbudzania się układu i dlatego do rzadkości należą odbiorniki trzyobwodowe. Wzrastają jednocześnie trudności w jednoczesnym strojeniu wielu obwodów, a i tak niewielka selektywność obwodów pracujących na falach krótkich zmniejsza się ze wzrostem częstotliwości roboczej. Ze względu na niewielką oporność dynamiczną krótkofalowych obwodów strojonych zmniejsza się odpowiednio wzmocnienie całego odbiornika. Wszystkie te problemy można rozwiązać w prosty sposób, stosując układ odbiorczy z przemianą częstotliwości.

Zalety odbiornika z przemianą częstotliwości są następujące:

— duża i stała wartość czułości w szerokim zakresie częstotliwości,

— wysoka i niezależna od zakresu selektywność oraz możliwość regulowania szerokości pasma,

— możliwość zastosowania automatycznej regulacji wzmocnienia obejmującej kilka stopni wzmocnienia,

— możliwość jednosygnałowego odbioru telegraficznego.

Do wad natomiast można zaliczyć:

— skłonność do zakłóceń typu interferencyjnego,

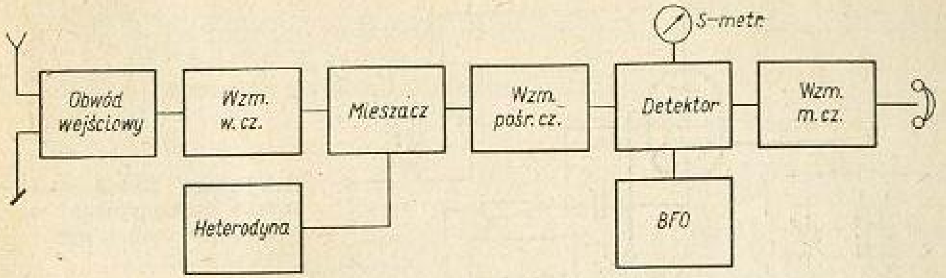
— złożoność konstrukcji,

— konieczność zestrajania układu za pomocą przyrządów pomiarowych,

— stosunkowo wysoki koszt.

Przy odbiorze sygnału przez odbiornik z przemianą częstotliwości następuje zamiana tego sygnału na inny o zawsze stałej i typowej dla danego odbiornika częstotliwości, tzw. pośredniej. Częstotliwość pośrednia jest następnie wzmacniana przez kilkustopniowy wzmacniacz rezonansowy. Ponieważ wzmacniacz ten pracuje zawsze na jednej tylko częstotliwości, można stosować strojone obwody sprzężone, stanowiące filtry pasmowe. Tak więc dzięki większej liczbie filtrów pracujących ze stosunkowo małą częstotliwością nietrudno uzyskać dużą selektywność układu. Zastosowanie filtrów pasmowych umożliwia uzyskanie krzywej selektywności odbiornika, zbliżonej do prostokąta, co zwiększa selektywność w stosunku do sąsiednich kanałów. Ze względu na różnicę częstotliwości obwodu wejściowego i obwodu pośredniej częstotliwości można z powodzeniem zastosować na wejściu odbiornika jeszcze wzmacniacz w. cz. (rys. 14-23) i doprowadzić odbiornik do czułości ograniczonej w skrajnych przypadkach tylko szumami kosmicznymi (!).

Selektywnie wzmocniony do dużej wartości sygnał użyteczny jest następnie demodulowany w detektorze, najczęściej diodowym, po czym wzmocniony w akustycznym wzmacniaczu m. cz. Odbiór silnych i słabych



Rys. 14-23. Schemat blokowy odbiornika z przemianą częstotliwości

sygnałów może być wyrównany na wyjściu odbiornika przez wykorzystanie automatycznej regulacji wzmocnienia, obejmującej znaczną ilość stopni.

Proces mieszania częstotliwości wymaga stosowania generatora pomocniczego, tzw. heterodyny. Heterodyna dostarcza napięcia o stałej amplitudzie do stopnia mieszającego. Częstotliwość drgań wytwarzanych przez heterodynę lokalną zmienia się w zależności od częstotliwości odbieranego sygnału w ten sposób, że

$$f_p = f_u + f_0 \text{ lub } f_p = f_u - f_0$$

przy czym:

f_u — częstotliwość sygnału użytecznego,

f_0 — częstotliwość heterodyny,

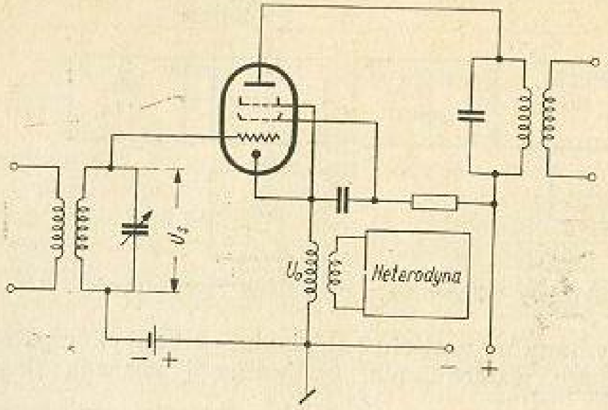
f_p — częstotliwość pośrednia.

W wyniku mieszania się częstotliwości sygnału odbieranego z częstotliwością wytwarzaną przez heterodynę powstaje na wyjściu częstotliwość wypadkowa równa różnicy lub sumie obu tych częstotliwości oraz szereg innych składowych. Za pomocą strojonych obwodów wzmacniacza pośr. cz. wybiera się jedną z częstotliwości wypadkowych, najczęściej tę, która stanowi różnicę, po czym dalej się ją wzmacnia.

W stopniu mieszacza dla zakresów krótkofalowych stosuje się na ogół lampy mieszające o małej liczbie siatek, a to ze względu na szumy własne lampy wzrastające w miarę zwiększania się liczby elektrod. Najczęściej w stopniu tym pracuje pentoda w układzie mieszania tzw. iloczynowego. Napięcie wejściowe oraz napięcie z heterodyny doprowadzane jest do oddzielnych elektrod. Przy doprowadzeniu obu napięć do siatki sterującej następuje mieszanie tzw. sumacyjne. Takie też mieszanie może się odbywać w triodzie, a więc w lampie o małym poziomie szumów. Stosuje się je powszechnie na zakresach, w których szumy własne lamp odgrywają poważną rolę.

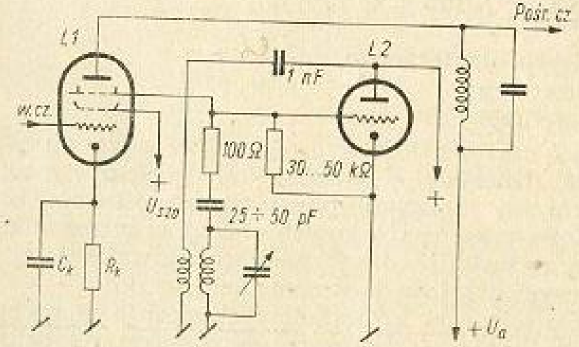
Przy mieszaniu sumacyjnym w pentodzie napięcie z heterodyny doprowadza się przez niewielki kondensator do siatki sterującej lampy. Taki proces mieszania może spowodować promieniowanie energii w. cz. heterodyny do anteny; trzeba więc stopień mieszacza poprzedzić wstępnym wzmacniaczem w.cz. Mieszanie sumacyjne może się odbywać także w układzie z rys. 14-24, w którym napięcie heterodyny doprowadza się do obwodu katodowego mieszacza. Opornik w obwodzie katody ustala wła-

ściwy punkt pracy lampy mieszającej. Napięcie dostarczane z heterodyny powinno być większe od napięcia sygnału użytecznego, jednakże nie tak wielkie, aby spowodowało przesterowanie lampy. Przykładowy układ



Rys. 14-24. Układ mieszania sumacyjnego w obwodzie katodowym

mieszacza iloczynowego uwidoczniony jest na rys. 14-25. Napięcie z heterodyny doprowadzone jest w tym przypadku do trzeciej siatki pentody. Układ zapewnia dobrą separację obwodu heterodyny od obwodu wejściowego mieszacza.



Rys. 14-25. Układ mieszania iloczynowego z pentodą

W podobny sposób przebiega proces mieszania w lampach wielosiatkowych, np. popularnych heksodach-triodach typu ECH 81 (rys. 14-26). Mieszanie iloczynowe odbywa się po dostarczeniu napięcia z heterodyny (część triodowa lampy) do drugiej siatki sterującej heksody. Prawidłowe mieszanie w lampach wielosiatkowych ograniczone jest w zakresie fal krótkich czasem przelotu elektronów w lampie. Należy stosować w tym układzie mieszacza tylko nowoczesne heksody przewidziane do pracy w zakresie fal krótkich.

Przebiegi napięć i prądu w procesie mieszania sumacyjnego uwidocznione są na rys. 14-27. Trzeba tu dodać, że ze względu na wzmocnienie wnoszone przez mieszacz amplituda napięcia na strojonym obwodzie pośr. cz. jest większa niż amplituda sygnału wejściowego (rys. 14-27 tego nie uwzględnia). Wielkość tego wzmocnienia zależy od parametrów lampy mieszającej, jakości filtru pośr. cz., a także amplitudy napięcia dostar-

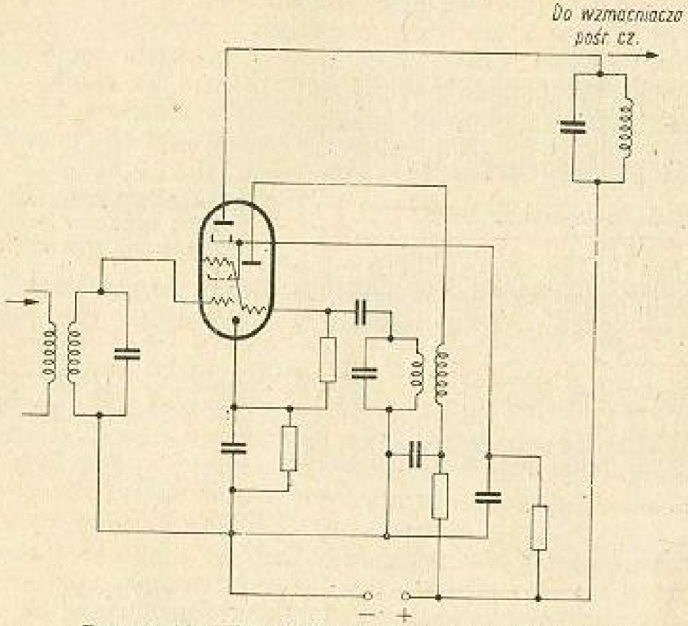
czanego z heterodyny. Wzmocnienie mieszacza z filtrem pasmowym w obwodzie anodowym (sprzężenie krytyczne) wyraża się jako:

$$k_m = S_p R_{rez}$$

przy czym:

S_p — nachylenie charakterystyki przemiany wynoszące około $0{,}3 \div 0{,}4\ S_a$ lampy,

R_{rez} — oporność dynamiczna obwodu filtru.



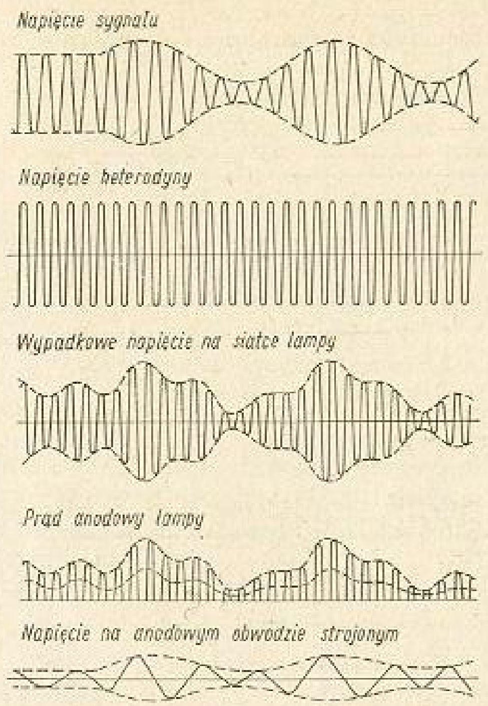
Rys. 14-26. Wielosiatkowy mieszacz iloczynowy

Ze względu na krytyczny punkt pracy każdego mieszacza, szczególnie w przypadku fal krótkich, z zasady nie doprowadza się do niego napięcia ARW. Przy regulacji wzmocnienia lampy mieszającej następują zmiany w rozpływie prądu wewnątrz lampy, co powoduje zmianę pojemności obwodu heterodyny, a więc i zmianę jej częstotliwości. Występują zniekształcenia sygnału, a praca odbiornika staje się niestabilna.

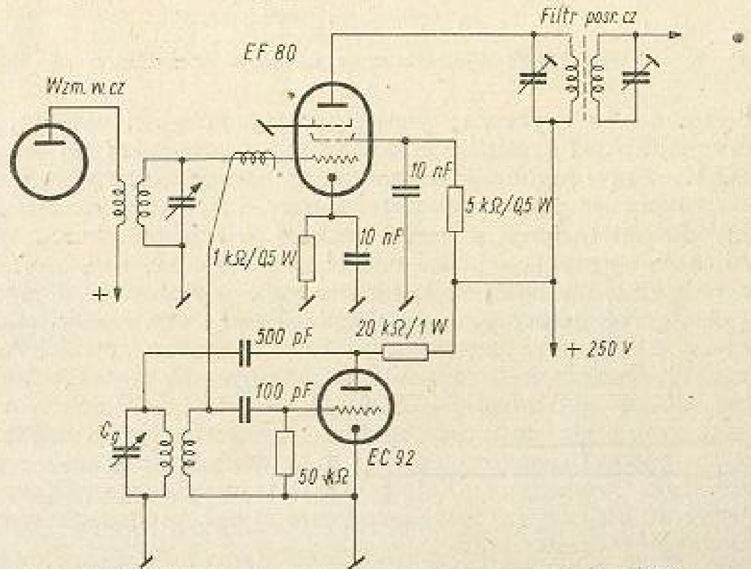
Dla zmniejszenia szumów mieszacza należy stosować w jego stopniu telewizyjną lampę bezszumną, np. typu EF 80. Duże nachylenie charakterystyki S_a tej lampy zapewnia uzyskiwanie znacznego nachylenia charakterystyki przemiany S_p, o wiele większego niż w przypadku użycia popularnej lampy mieszającej ECH 81 ($S_a = 0{,}75$ mA/V). Przy mieszaniu należy zapewnić stałą amplitudę napięcia z heterodyny w całym zakresie odbiorczym, gdyż od tego zależy — i to w dużym stopniu — nachylenie charakterystyki przemiany. Należy także zapobiec sprzężeniu obwodu wejściowego ze strojonym obwodem heterodyny, mogącemu powodować tzw. przeciąganie częstotliwości.

Układ mieszacza sumacyjnego z pentodą typu EF 80 przedstawiony jest na rys. 14-28. W stopniu heterodyny pracuje miniaturowa trioda EC 92 w układzie generatora ze sprzężeniem indukcyjnym transformatorowym. Napięcie z heterodyny doprowadzone jest do siatki sterującej poprzez parę zwojów przewodu izolowanego, stanowiących kondensator

sprzęgający o małej pojemności. Sprzężenie powinno być jak najsłabsze. Ponieważ przy mieszaniu sumacyjnym najkorzystniejszy punkt pracy mieści się na dolnym zakrzywieniu charakterystyki lampy, przeto w ob-



Rys. 14-27. Przebiegi napięć i prądu w procesie mieszania sumacyjnego



Rys. 14-28. Układ mieszania sumacyjnego z pentodą EF 80

wodzie katodowym mieszacza stosuje się opornik o dużej oporności (2—3 razy większej od katalogowej). Ujemne napięcie siatki dochodzi do 5 V. Sprzężenie zwrotne i napięcie anodowe heterodyny jest tak dobrane, że dostarcza ona napięcia w. cz. o wartości 5 ÷ 6 V. Wypadkowe nachylenie charakterystyki przemiany tego układu dochodzi do 2,5 mA/V.

Heterodyna jest istotną częścią układu mieszającego. Powinna ją cechować nie tylko stała wartość amplitudy napięcia w.cz., ale w pierwszym rzędzie wysoka stabilność częstotliwości. Warunek ten wynika z zasady pracy odbiornika z przemianą częstotliwości. Odchylenia częstotliwości heterodyny podczas pracy odbiornika są szczególnie odczuwalne przy odbiorze emisji telegraficznej, gdy wykorzystuje się wąską wstęgę odbiornika. Na okresowe zmiany częstotliwości heterodyny ma wpływ wahanie napięć zasilających oraz temperatury. Dlatego stosuje się bądź zasilanie napięciem stabilizowanym, bądź też układ generatora mało wrażliwy na wahania napięcia anodowego (ECO). Wpływ temperatury kompensuje się w sposób omówiony już w p. 2.2.

Dla uzyskania stałej amplitudy napięcia stosuje się często opornik 50 ÷ 100 Ω szeregowo włączony w obwód siatki sterującej heterodyny.

14.11. Zagadnienie częstotliwości w odbiornikach z przemianą częstotliwości. Odbiorniki z podwójną przemianą częstotliwości

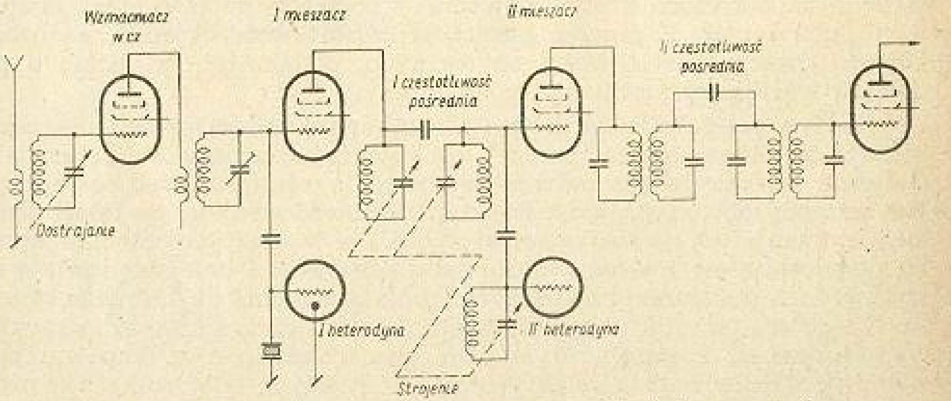
Odbiorniki z przemianą częstotliwości przejawiają dużą skłonność do zakłóceń typu interferencyjnego. Szczególnie silne zakłócenia — i to właśnie na zakresach krótkofalowych — pochodzą od tzw. częstotliwości odbić lustrzanych. Z procesu mieszania częstotliwości wynika możliwość odbioru dwóch częstotliwości użytecznych, oddalonych od siebie o podwójną wartość częstotliwości pośredniej.

Jedyną przeszkodą na drodze niepożądanej częstotliwości lustrzanej, która może się znajdować poniżej lub powyżej częstotliwości heterodyny (zależnie od przyjętego rodzaju wydzielania częstotliwości pośredniej), jest wstępny obwód strojony. Pojedynczy obwód strojony na falach krótkich wykazuje tak niewielką selektywność, że w praktyce odbicia lustrzane przedostają się z łatwością do siatki mieszacza i dalej wydzielają się w obwodach pośredniej częstotliwości jako zakłócenia użytecznego sygnału. Z tego też powodu wszystkie krótkofalowe odbiorniki komunikacyjne wyposażone są z reguły w stopień wzmacniacza w. cz. zapewniający wstępną, możliwie dużą selektywność. W prostych odbiornikach z przemianą częstotliwości, bez takiego wzmacniacza, spotyka się najczęściej układy odtłumiające obwód wejściowy za pomocą dodatniego regulowanego sprzężenia zwrotnego (reakcja). Zapewnia to zupełnie dobre tłumienie odbić lustrzanych, szczególnie przy dobraniu odpowiednio dużej częstotliwości pośredniej. Oczywiście następuje tu jednoczesny wzrost czułości odbiornika. W bardziej rozbudowanych odbiornikach spotyka się nawet dwa stopnie wzmacniacza w. cz., co jest korzystne także z punktu widzenia szumów własnych odbiornika. Wzmacniając wstępnie sygnał wzmacniaczem w. cz., można (ze względu na pracę stosunkowo dużymi amplitudami) praktycznie pominąć sprawę szumów układu mieszającego. Oczywiście w stopniu w. cz. należy stosować tylko lampy bezszumne. Wzmacniacz wstępny w. cz. objęty jest zwykle ręczną lub automatyczną regulacją wzmocnienia, co jest bardzo korzystne dla poprawnej pracy mieszacza, ponieważ eliminuje możliwość tzw. modulacji skrośnej, lub przesterowania układu. Przy zwalczaniu modulacji skrośnej (modulacja sygnału użytecznego sygnałem zakłócającym, pojawiającym się na siatce

lampy z bardzo dużą amplitudą) należy stosować niewielkie wzmocnienie stopni wstępnych aż do miejsca, w którym sygnał użyteczny osiągnie stopnie o dużej selektywności.

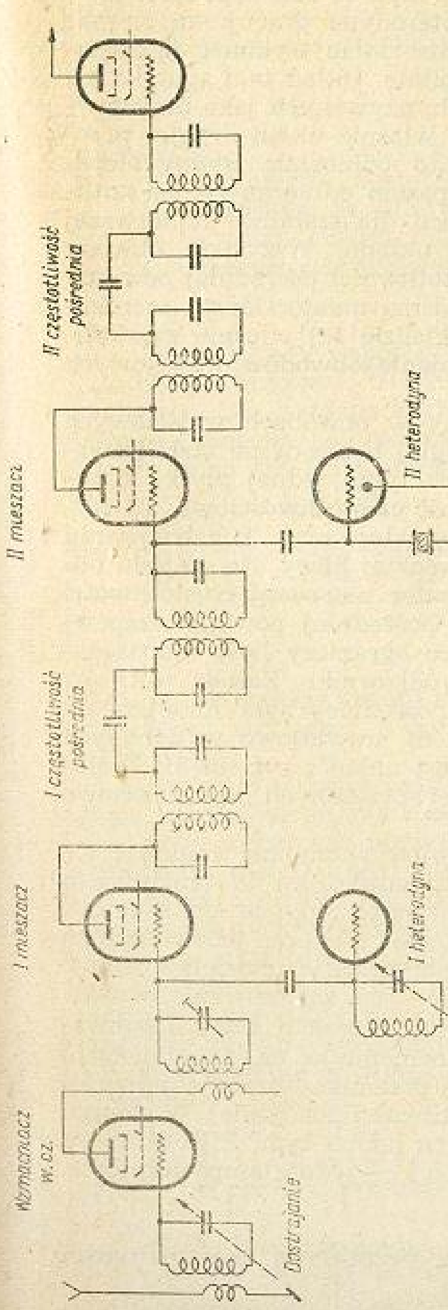
Drugim sposobem zmniejszania wpływu odbić lustrzanych jest odpowiednie zwiększenie pośredniej częstotliwości odbiornika. Ponieważ selektywność odbiornika z przemianą częstotliwości zapewnia zasadniczo wzmacniacz pośr. cz., przeto stosuje się w nim obwody pracujące z jak najmniejszą częstotliwością. I tak, w odbiornikach komunikacyjnych częstotliwość pośrednia wynosi 50 kHz lub 110 kHz, rzadziej natomiast 468 kHz (jest to częstotliwość powszechnie stosowana w popularnych urządzeniach radioodbiorczych). Wzmocnienie i selektywność stopni pośr. cz. wzrastają w miarę obniżania $f_{pośr}$, a jednocześnie wzrasta trudność tłumienia odbić lustrzanych. Zwiększenie pośredniej częstotliwości prowadzi do poważnego zmniejszenia selektywności odbiornika, a co za tym idzie — do wzrostu szumów, zakłóceń itp. Kompromisowo przyjęto w praktyce częstotliwość pośrednią 1600 kHz. Częstotliwości lustrzane przypadają wtedy w odstępie 3200 kHz od częstotliwości użytecznej i mogą już być z łatwością eliminowane pojedynczym stopniem wzmocnienia w. cz.

Idealnym wręcz rozwiązaniem konstrukcji odbiornika krótkofalowego o wysokiej selektywności i czułości przy dobrym tłumieniu odbić lustrzanych jest tzw. układ podwójnej przemiany częstotliwości (rys. 14-29

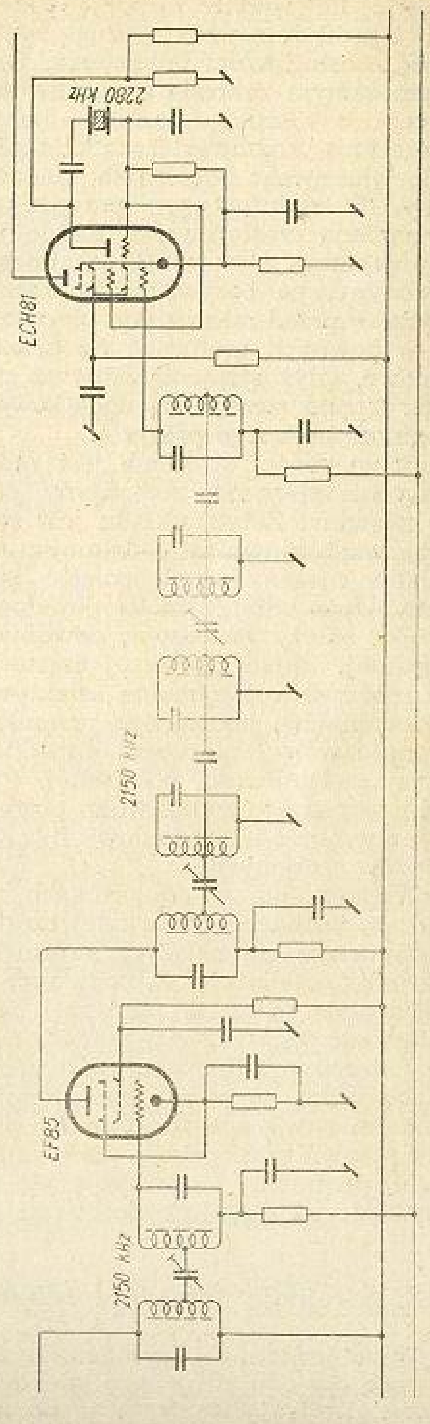


Rys. 14-29. Układ podwójnej przemiany częstotliwości z przestrajaną drugą heterodyną

i rys. 14-30). Wstępne wzmocnienie użytecznego sygnału w układzie pierwszej przemiany z dużą częstotliwością pośrednią (1,6 MHz ÷5 MHz) zapewnia dobre tłumienie odbić lustrzanych. Sygnał ten przedostaje się następnie do układu drugiej przemiany, który już współpracuje ze wzmacniaczem pośr. cz. od 50 kHz do 250 kHz, zapewniającym dużą selektywność. Baczną uwagę należy tu zwrócić na odpowiedni dobór częstotliwości drugiej heterodyny w odbiorniku. Jej częstotliwości harmoniczne nie powinny występować w zakresach pasm amatorskich, w przeciwnym bowiem razie powstają fałszywe sygnały zakłócające. Na przykład, prawidłowo dobrana częstotliwość pośrednia I — 3000 kHz, częstotliwość heterodyny II — 3090 kHz, częstotliwość pośrednia II — 90 kHz — nie powodują powstawania częstotliwości harmonicznej w żadnym pasmie amatorskim.



Rys. 14-30. Układ podwójnej przemiany częstotliwości z przestrajaną pierwszą heterodyną



Rys. 14-31. Wieloobwodowy filtr pierwszej częstotliwości pośredniej w układzie podwójnej przemiany

Problem strojenia odbiorników z podwójną przemianą może być rozwiązany w dwojaki sposób. Można mianowicie ustalić częstotliwość pierwszej heterodyny za pomocą kwarcu, a przestrajać pierwszą częstotliwość pośrednią wraz z drugą heterodyną. Sposób ten zapewnia dużą stałość częstotliwości odbiornika. Druga heterodyna pracuje tu zawsze w tym samym zakresie częstotliwości, można zatem wykonać ją niezależnie od odbieranego pasma — bardzo stabilnie. Układ taki spotyka się powszechnie w konwerterach krótkofalowych, używanych jako przystawka do właściwego odbiornika, stanowiącego właśnie układ drugiej przemiany. W najprostszym przypadku jest to odbiornik średniofalowy z przemianą częstotliwości. Każde jednak pasmo odbieranych częstotliwości wymaga stosowania odrębnego kwarcu dla stabilizacji pierwszej heterodyny, co oczywiście podraża koszt układu. Wszystkie obwody wejściowe przed mieszaczem pierwszej częstotliwości pośredniej powinny być w pewnych granicach (w granicach pasma amatorskiego) szerokopasmowe, gdyż strojenie odbywa się w układzie tej właśnie częstotliwości. Często stosuje się dodatkowe dostrojenie obwodów wejściowych za pomocą osobnego pokrętła.

Drugi rodzaj strojenia jest realizowany w obwodach wejściowych i obwodzie pierwszej heterodyny, przy drugiej heterodynie stabilizowanej kwarcem. Zaletą układu jest stosowanie tylko jednej płytki kwarcowej, wadą natomiast — mniejsza stabilność częstotliwościowa. To rozwiązanie można jednak polecić jako optymalne przy konstruowaniu amatorskiego odbiornika krótkofalowego wysokiej klasy. Na wejściu odbiornika należy zastosować dowolny eliminator pierwszej częstotliwości pośredniej. Układ pierwszej częstotliwości pośredniej powinien zapewniać możliwie maksymalną selektywność, co ograniczy ilość niepożądanych sygnałów, jakie mogą przeniknąć do odbiornika. Zasadą jest, aby szerokość wstęgi pierwszej częstotliwości pośredniej była mniejsza od drugiej częstotliwości pośredniej. Przykładem prawidłowo wykonanych stopni pierwszej częstotliwości pośredniej jest układ z rys. 14-31. Zastosowano w nim wieloobwodowy filtr w postaci sprzężonych pojemnościowo obwodów strojonych.

Wzmocnienie w odbiornikach z podwójną przemianą reguluje się tylko we wzmacniaczu drugiej częstotliwości pośredniej. W ten bowiem sposób osiąga się należyty stosunek użytecznego sygnału do szumów. Przeciętny odbiornik z podwójną przemianą zawiera jeden stopień wzmocnienia w. cz. W pierwszej heterodynie pracuje oddzielna lampa, a mieszanie odbywa się w pentodzie. Wskazane jest zastosowanie w układzie heterodyny kompensacji temperaturowej. Napięcie ARW doprowadza się tylko do pierwszego stopnia wzmocnienia w. cz. z ominięciem stopnia mieszającego. Za stopniem pierwszej przemiany pracuje najwyżej jeden stopień wzmocnienia pierwszej częstotliwości pośredniej. W stopniu drugiej przemiany może być użyta podwójna lampa typu ECH 81, a we wzmacniaczu drugiej częstotliwości pośredniej — jedna lampa lub dwie.

14.12. Strojenie obwodów odbiornika z przemianą częstotliwości

W odbiorniku z przemianą częstotliwości zakresy częstotliwości wejściowego obwodu strojonego mieszacza i obwodu heterodyny nie są jednakowe. Dostraja się je także do innych częstotliwości rezonansowych, wynikających z przyjętej częstotliwości pośredniej. Dlatego też współczynnik zmian częstotliwości dla obwodu heterodyny można wyrazić wzorem:

$$k'_0 = \frac{f_g + f_p}{f_d + f_p}$$

a dla wejściowego obwodu strojonego

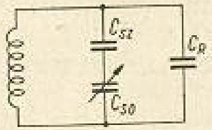
$$k''_w = \frac{f_g}{f_d}$$

przy czym:
f_d — mniejsza częstotliwość odbieranego zakresu,
f_g — większa częstotliwość odbieranego zakresu,
f_p — pośrednia częstotliwość odbiornika.
Ostatecznie jest widoczne, że

$$k''_w > k'_0$$

Oczywiście i współczynniki zmian pojemnościowych obu obwodów nie będą jednakowe. Dla strojonego obwodu heterodyny zmiany te będą mniejsze. Dla każdego zakresu odbieranego współczynniki zmian częstotliwości obwodu heterodyny będą inne. Ponieważ w praktyce stosuje się w organach strojenia agregaty kondensatorów o jednakowej pojemności

Rys. 14-32. Układ zmniejszający zakres zmian częstotliwości obwodu heterodyny



(nie jest to regułą), przeto zakres zmian częstotliwości obwodu heterodyny zmniejsza się przez włączenie do niego dodatkowych kondensatorów (rys. 14-32).

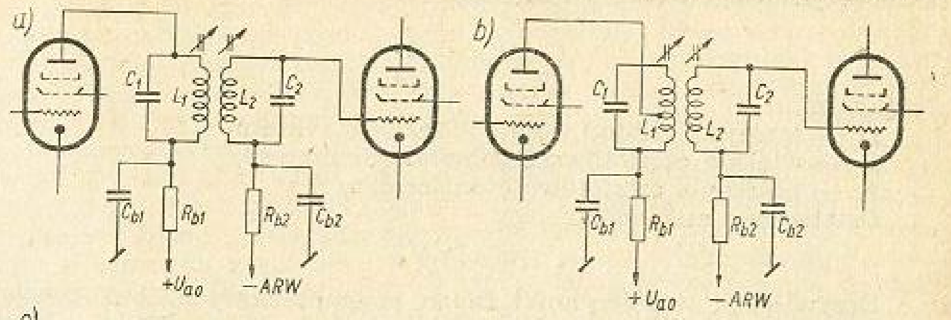
Dodatkowy kondensator szeregowy zmniejsza pojemność kondensatora strojeniowego, natomiast dodatkowy kondensator równoległy zwiększa jego pojemność początkową. W rezultacie następuje współbieżność obwodów wejściowego i heterodyny dla trzech częstotliwości (dwóch skrajnych i środkowej) odbieranego pasma. W przypadku odbiorników krótkofalowych pracujących na bardzo wąskich pasmach częstotliwości zupełnie wystarczająca jest współbieżność tylko dwupunktowa. Uzyskuje się ją przez odpowiednie nawinięcie cewek obu obwodów i zastosowanie dodatkowego kondensatora, ale tylko równoległego. Bardzo często rezygnuje się zupełnie ze współbieżności obwodów, ponieważ zmiany częstotliwości w obrębie amatorskiego pasma fal krótkich nie przekraczają paru procent.

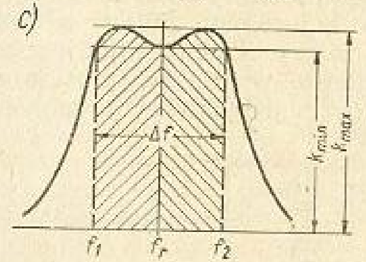
14.13. Wzmacniacze pośredniej częstotliwości

Wskaźniki jakościowe odbiornika z przemianą częstotliwości zależą w głównej mierze od czułości, selektywności i pasma przenoszenia wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Dobrze zaprojektowany wzmacniacz pośr. cz. nie tylko zwiększa czułość odbiornika, lecz i umożliwia zwiększenie zakresu działania ARW. Charakterystyka przenoszenia idealnego wzmacniacza pośr. cz. powinna się zbliżać do prostokąta o szerokości

uwarunkowanej wymaganym pasmem przenoszenia. Szerokość pasma powinna być regulowana w pewnych granicach w celu zapewnienia odbioru telegraficznego i fonicznego.

W układzie stosuje się zwykle pracujące w klasie A rezonansowe stopnie wzmocnienia napięciowego (rys. 14-33) z lampami regulacyjnymi





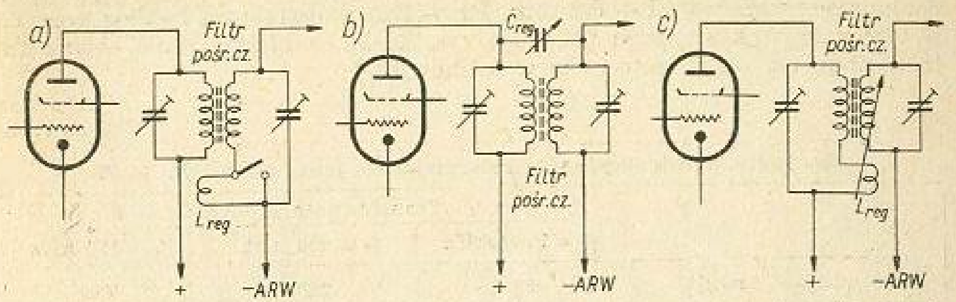
Rys. 14-33. Układy obwodów anodowych wzmacniaczy pośr. cz.: a) filtr pasmowy; b) filtr pasmowy z odczepem; c) charakterystyka przenoszenia filtru pasmowego o sprzężeniu krytycznym

o możliwie dużym nachyleniu charakterystyki. Jako obwody strojone wykorzystuje się filtry pasmowe, najczęściej dwuobwodowe. Pojedynczy obwód strojony spotyka się wyjątkowo tylko w najprostszych odbiornikach lub w połączeniu z innymi obwodami, np. sprzężonymi.

Wzmacniacz z pojedynczym obwodem zapewnia wprawdzie największe wzmocnienie stopnia, jest jednak mało selektywny i wykazuje dużą nierównomierność przenoszenia. Powszechnie stosowane filtry dwuobwodowe są filtrami pasmowymi, składającymi się z obwodów rezonansowych sprzężonych bądź indukcyjnie, bądź pojemnościowo, dzięki czemu można uzyskać kształt krzywej przenoszenia zbliżony do idealnego prostokąta.

Przy słabym sprzężeniu obwodów charakterystyka filtru jest zbliżona do charakterystyki pojedynczego obwodu strojonego z tą różnicą, że wzmocnienie stopnia jest wtedy mniejsze. Sprzężenie krytyczne charakteryzuje się optymalnym wzmocnieniem równym połowie wzmocnienia układu z pojedynczym obwodem. Charakterystyka filtru zbliżona jest do prostokąta z niewielkim zagłębieniem na częstotliwości rezonansowej. Najsilniejsze sprzężenie ponadkrytyczne nie zwiększa ogólnego wzmocnienia, odkształca tylko charakterystykę przenoszenia przez pogłębienie środkowego zagłębienia. Filtr pasmowy zapewnia więc dużą selektywność (strome zbocza) i równomierne przeniesienie pasma użytecznego (płaski wierzchołek). Szerokość wierzchołka charakterystyki może być w łatwy sposób regulowana: przez przesuwanie cewek filtru względem siebie lub przez ich odchylanie od siebie. Nie powinno to jednak powodować przestrajania się obwodów. Możliwe jest także zastosowanie dodatkowej cewki sprzęgającej o $3 \div 10$ zwojach, połączonej w szereg

z cewką jednego obwodu filtru, a sprzęgniętej w sposób stały lub regulowany — z drugą cewką (rys. 14-34). Cewkę taką można włączać i osobnym przełącznikiem (skokowa regulacja pasma filtru (rys. 14-34a)). Spo-

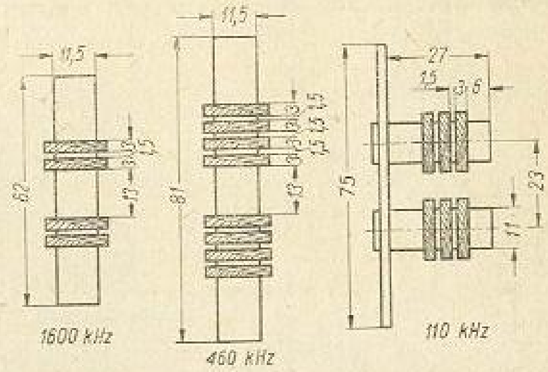


Rys. 14-34. Sposób regulowania szerokości wstęgi filtru pasmowego: a) za pomocą włączonej cewki; b) za pomocą kondensatora sprzęgającego; c) za pomocą ruchomej cewki

tyka się także sprzężenie pojemnościowe regulowane za pomocą niewielkiego kondensatora zmiennego ($30 \div 50$ pF) włączonego pomiędzy dwa obwody filtru (rys. 14-34b). Szerokość pasma filtrów pośr. cz. można sprowadzić w praktyce do około 2 kHz. Dalsze zwiększenie selektywności może być osiągnięte przez zastosowanie tzw. filtrów kwarcowych.

Wzmocnienie przeciętnego stopnia pośredniej częstotliwości jest uzależnione od typu lampy wzmacniającej (można tu polecić lampę EF 85), dobroci obwodów strojonych i ich częstotliwości rezonansowej; waha się ono w granicach $50 \div 150$ V/V. Dla zmniejszenia obciążenia filtru opornością obwodu anodowego współpracującej z nim lampy stosuje się często odczep autotransformatorowy wyprowadzony od $^1/_3$ do $^1/_2$ ogólnej ilości zwojów. W filtrach pośr. cz. powinien być zachowany duży stosunek $\frac{L}{C}$, co zapewnia duże wzmocnienie i strome zbocza krzywej rezonansowej. Jednakże małe pojemności równoległe w filtrach powo-

Rys. 14-35. Przykład konstrukcji filtrów pośr. cz.



dują dużą niestabilność układu. Większe pojemności polepszają wprawdzie stałość zestrojenia, ale pogarszają oporność dynamiczną obwodów. Przyjęta jest powszechnie jako kompromisowa pojemność równoległa wartość 200 pF. Zwykle stosuje się stałe kondensatory ceramiczne lub mikowe, rzadziej powietrzne. Filtry stroi się na ogół za pomocą rdzeni

ferrytowych. Nie są rzadkością także filtry o stałych indukcyjnościach, strojone kalitowymi lub powietrznymi kondensatorami dostrojczymi. Dla większych częstotliwości (470 kHz, 1600 kHz) cewki nawija się licą w. cz., a dla mniejszych częstotliwości pośrednich (110 kHz) pełnym przewodem o średnicy 0,12 ÷ 0,2 mm. Przykłady konstrukcji filtrów pośr. cz. w różnych rozwiązaniach ilustruje rys. 14-35, a bliższe dane cewek filtrów pośr. cz. zamieszczone są w tablicy 14-4.

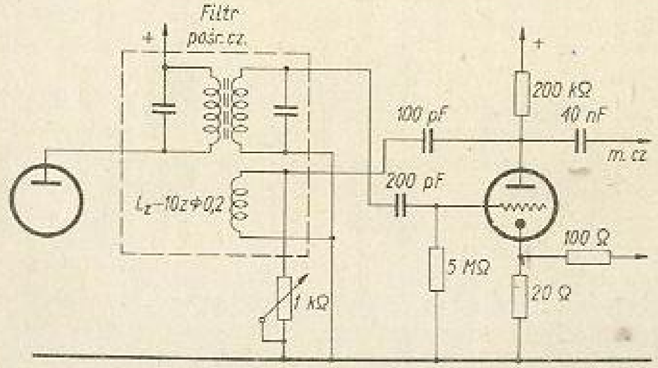
Tablica 14-4

Szczegóły konstrukcyjne transformatorów pośr. cz. z rys. 14-35

	Transformatory pośr. cz.		
	$f_r = 1600$ kHz	$f_r = 460$ kHz	$f_r = 110$ kHz
Ilość zwojów cewki	62	280	795
Ilość sekcji	2	4	3
Ilość zwojów w sekcji	31	70	265
Rodzaj przewodu	lica 10 × 00,7 mm	lica 10 × 00,7 mm	Ø 0,1 mm
Pojemność kondensatora równoległego	150 pF	120 pF	180 pF

Ze względu na odbiór sygnałów telegraficznych selektywność odbiornika krótkofalowego ze zwykłym podwójnym filtrem pasmowym okazuje się zupełnie niewystarczająca. Stosuje się więc filtry wieloobwodowe złożone z łańcucha pojedynczych obwodów strojonych, sprzęganych za pomocą małych kondensatorów zmiennych najczęściej na odczepach cewek (rys. 14-31). Filtry takie zapewniają bardzo równomierne wzmocnienie w całym przenoszonym pasmie. Dobroć obwodów może być poza tym dużo większa niż w zwykłych filtrach, dzięki czemu krawędzie boczne charakterystyki przenoszenia są bardziej strome. Jeden zespół filtru zawiera przeciętnie od 4 do 6 obwodów strojonych. Filtry takie włącza się zwykle za stopniem mieszającym i uzupełnia w innych stopniach filtrami zwykłymi.

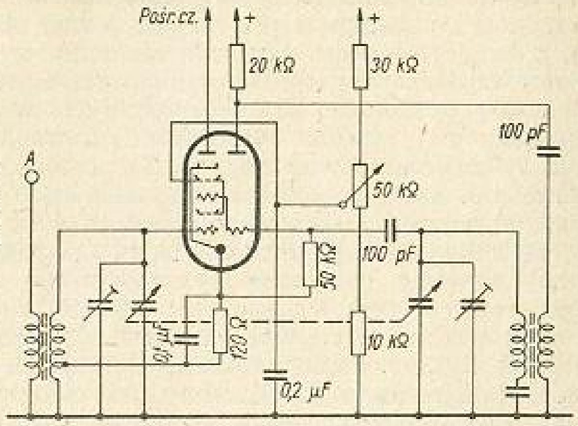
Zwężenie charakterystyki pasmowej wzmacniacza pośr. cz. w bardzo prostych odbiornikach krótkofalowych z przemianą częstotliwości można



Rys. 14-36. Sposób zwiększenia selektywności wzmacniacza pośr. cz. za pomocą dodatniego sprzężenia zwrotnego

uzyskać, stosując układy odtłumiające z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Przykłady takich rozwiązań układów odbiorczych są przedstawione na rys. 14-36 i 14-37. Doprowadzenie sprzężenia poza próg wzbudzenia oscylacji umożliwia odbiór sygnałów telegraficznych metodą dudnieniową. Wzmacniacz pośr. cz. tego typu cechuje znaczna czułość przy niezłej selektywności.

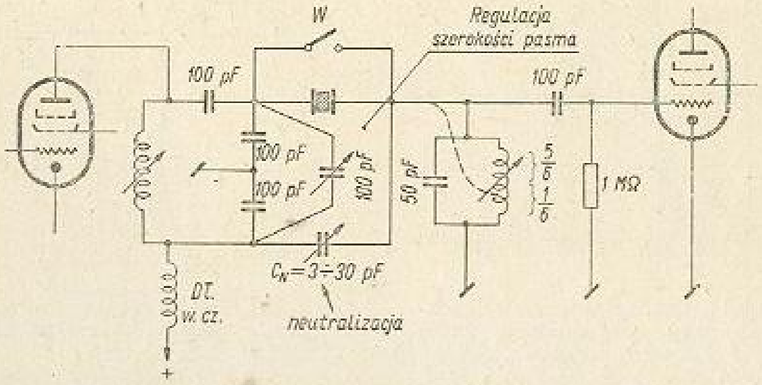
Najlepsze wyniki przy zwężaniu wstęgi osiąga się, stosując we wzmacniaczu pośr. cz. filtry kwarcowe. W stosunkowo prosty, choć nie



Rys. 14-37. Układ odtłumiający obwód wejściowy mieszacza za pomocą dodatniego sprzężenia zwrotnego

tani sposób można uzyskać pasmo o szerokości 100 ÷ 300 Hz, regulowane w sposób ciągły do szerokości 3 ÷ 4 kHz, przy czym możliwe jest jeszcze wytłumianie niepożądanej częstotliwości. Jest to więc układ nadający się wręcz idealnie do odbioru emisji telegraficznych na zatłoczonych pasmach amatorskich.

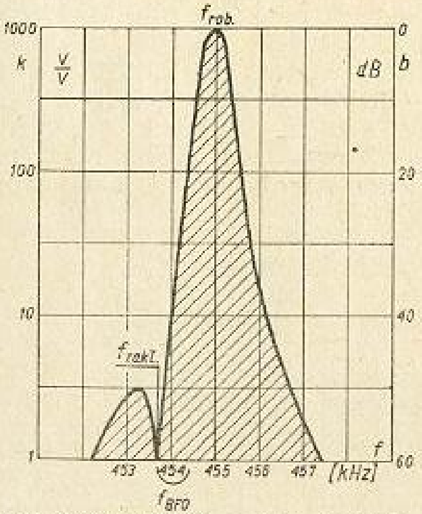
Płytkę kwarcową można przedstawić zastępczo jako obwód rezonansowy o olbrzymiej dobroci (przeciętnie $Q = 10\,000$). Obwód ten cechuje się dwoma rezonansami: szeregowym — na własnej częstotliwości kwarcu (oporność kwarcu wynosi wtedy 2 ÷ 3 kΩ), oraz równoległym — na częstotliwości zbliżonej do częstotliwości kwarcu, a zależnej w pewnym stopniu od pojemności oprawki kwarcu. Przy równoległym rezonansie kwarc wprowadza duże tłumienie. Kwarc stosuje się tu jako ogniwo



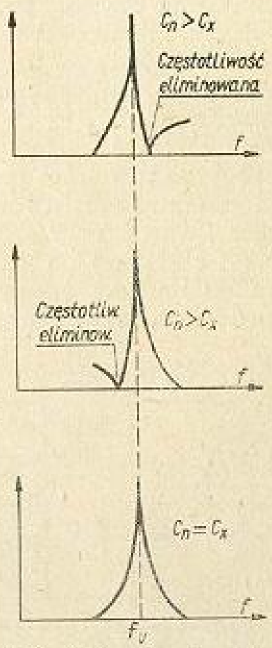
Rys. 14-38. Filtr pośr. cz. z pojedynczym kwarcem

sprzęgające ze sobą obwody strojone w układach mostkowych. Aby nie wprowadzać tłumienia, dołącza się go do strojonego obwodu poprzez odczep na cewce wyprowadzony od około 1/6 ogólnej ilości zwojów. Układ

mostkowy umożliwia natomiast neutralizację pojemności oprawki kwarcu. Filtry kwarcowe zawierają jeden lub więcej kwarców. Najczęściej spotykany układ filtru z pojedynczym kwarcem przedstawiony jest na rys. 14-38. Pierwszy obwód strojony pracuje na częstotliwości kwarcu, a napięcie z obwodu odbierane jest z pojemnościowego dzielnika. Spotyka się też układy z indukcyjnym dzielnikiem. Obwód zasilania następnego stopnia wzmacniacza przebiega z jednej strony przez płytkę kwarcową, z drugiej — przez niewielki kondensator neutralizujący C_N o pojemności współmiernej z pojemnością oprawki kwarcu. Przez obie gałęzie płyną prądy jednakowe, lecz o przeciwnych fazach. W wyniku neutralizacji mostkowej napięcie sterujące doprowadzane jest do następnego stopnia tylko przez obwód kwarcu. Za pomocą kondensatora neutralizującego można zmieniać położenie równoległego rezonansu kwarcu po obu stronach rezonansu szeregowego (częstotliwości kwarcu) — (rys. 14-39). Przy częstotliwości rezonansu równoległego powstaje w układzie bardzo znaczne tłumienie, co można wykorzystać do wyeliminowania sygnału zakłócającego. W tym właśnie celu pokrętło kondensatora neutralizującego wyprowadzone jest zwykle na zewnątrz odbiornika. Szczególnie wygodne jest wykorzystanie własności tłumiących filtru kwarcowego przy odbiorze telegraficznym. Włączony jest wtedy pomocniczy generator (BFO) i w wyniku klasycznego mieszania częstotliwości uzyskuje się poza



Rys. 14-39. Odbiór sygnału telegraficznego przy zastosowaniu filtru kwarcowego



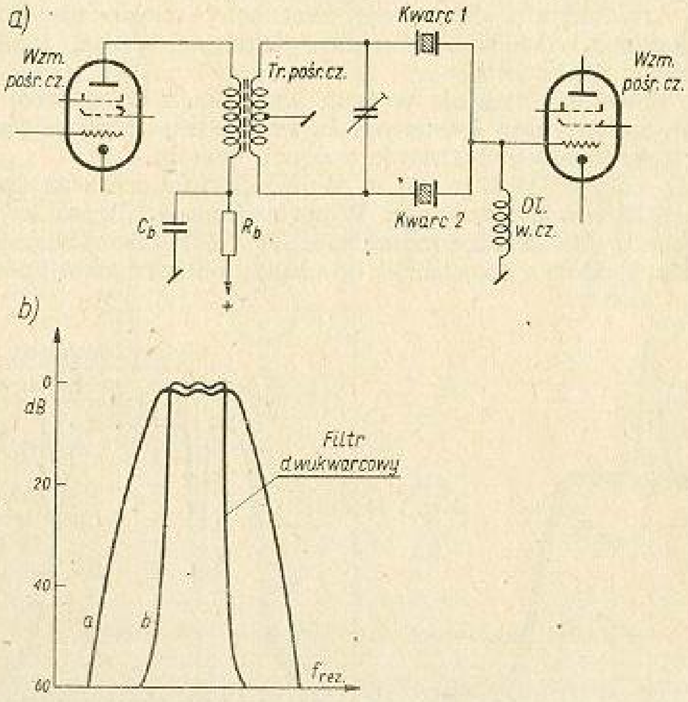
Rys. 14-40. Wpływ kondensatora neutralizującego w mostkowym filtrze kwarcowym

akustycznym sygnałem użytecznym także odbicie zwierciadlane o dwukrotnie większej częstotliwości. Sygnał ten jest silnie tłumiony wąską wstęgą przenoszenia filtru kwarcowego. Dodatkowo można wytłumić częstotliwość zwierciadlaną za pomocą obwodu rezonansowego równoległego układu kwarcowego (minimum przenoszenia filtru kwarcowego).

W ten sposób w praktyce uzyskuje się tłumienie przekraczające 60 dB. Przez odpowiednią regulację pojemności neutralizującej C_N oraz częstotliwości BFO można eliminować sygnały zakłócające o częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości sygnału użytecznego. Filtr kwarcowy zapewnia więc nie tylko odbiór jednosygnałowy emisji telegraficznej, ale umożliwia również zmniejszenie zakłóceń od stacji sąsiednich (rys. 14-40).

Szerokość pasma może być regulowana w najprostszy sposób przez odstrojenie jednego z obwodów rezonansowych współpracujących z kwarcem. Największa szerokość pasma będzie wówczas, gdy częstotliwość, do której dostrojony jest obwód współpracujący z kwarcem, jest równa własnej częstotliwości kwarcu. Po odstrojeniu obwodu od częstotliwości kwarcu wstęga jest najwęższa. W praktyce realizuje się zmianę szerokości pasma za pomocą równolegle do obwodu włączonego kondensatora zmiennego o pojemności około 100 pF. Osiągnięta w ten sposób zmiana może się zwierać w granicach 200 Hz ÷ 3 000 Hz. W wielu układach przewidziane jest poza tym zwieranie płytki kwarcowej osobnym wyłącznikiem.

Cewki obwodów strojonych nawija się licą w. cz. Kondensatory powinny być ceramiczne, a kondensator neutralizujący najlepiej powietrzny. Układ filtru kwarcowego może być zastosowany do każdego, nawet



Rys. 14-41. Dwukwarcowy filtr pośr. cz.: a) schemat ideowy, b) krzywa przenoszenia

już gotowego odbiornika. W odbiornikach przewidzianych do pracy wyłącznie telegraficznej można stosować w układzie filtru obwody strojone o małej dobroci.

Strojenie filtru kwarcowego jest bardzo proste. Przede wszystkim wyjęty z filtru kwarc wkłada się do pomocniczego generatora kwarcowe-

go i zestraja się obwody filtrów odbiornika dokładnie na częstotliwość tego kwarcu. Następnie wkłada się kwarc z powrotem do filtru i za pomocą kondensatora neutralizującego dostraja się odbiornik do minimum szumów. Regulację tę wykonuje się przy najszerszej wstędze odbiornika. W końcu poprawia się dostrojenie obwodów.

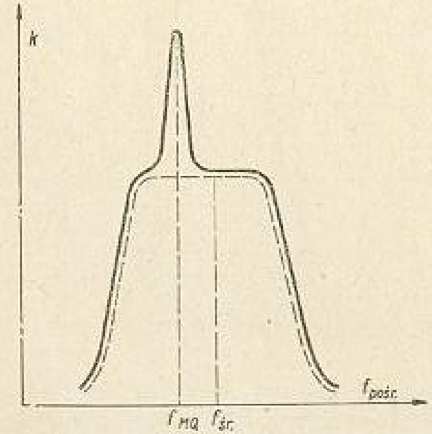
W wielu przypadkach pojedynczy filtr kwarcowy jest jeszcze nie wystarczający. Należy wtedy zastosować filtr dwukwarcowy (rys. 14-41a). Częstotliwości rezonansowe dwóch płytek kwarcowych umieszczonych w obu gałęziach filtru powinny być oddalone od siebie o odstęp równy 0,8 szerokości wymaganego pasma przenoszenia. Układ taki zapewnia kształt krzywej przenoszenia zbliżony do prostokąta, przy czym występują dwie częstotliwości rezonansowe odpowiadające największemu tłumieniu (rys. 14-41b).

14.14. Mnożnik dobroci (Q — multiplier)

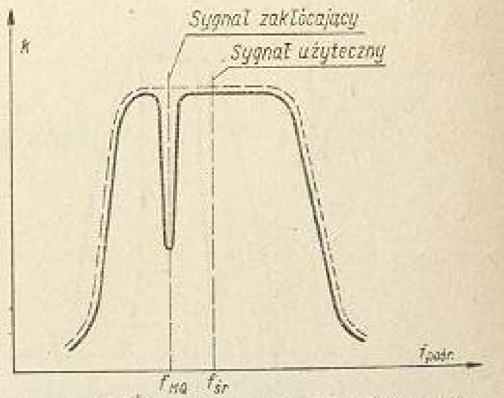
Działanie mnożnika dobroci opiera się na zasadzie odtłumiania obwodu strojonego przez równoległe dołączenie ujemnej oporności. Ujemną oporność otrzymuje się z układu dodatniego sprzężenia zwrotnego, analogicznego do układów stosowanych w prostych odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu. Następuje znaczne powiększenie dobroci obwodu strojonego, z czym oczywiście wiąże się wzrost selektywności i czułości całego odbiornika.

Dobroć obwodu zbliża się w tych warunkach do dobroci obwodów utworzonych z elementów kwarcowych. Przeciętnie możliwe jest uzyskanie 20- do 40-krotnego zwiększenia dobroci obwodu.

Mnożnik dobroci stosuje się w stopniach wzmacniacza pośr. cz. zamiast drogich filtrów kwarcowych. W porównaniu z filtrami kwarcowymi układ ten nie tylko jest ekonomiczniejszy, lecz także posiada szerszy zakres regulacji. Można go włączyć do układu odbiornika w sposób znacz-



Rys. 14-42. Zwiększenie selektywności za pomocą mnożnika dobroci



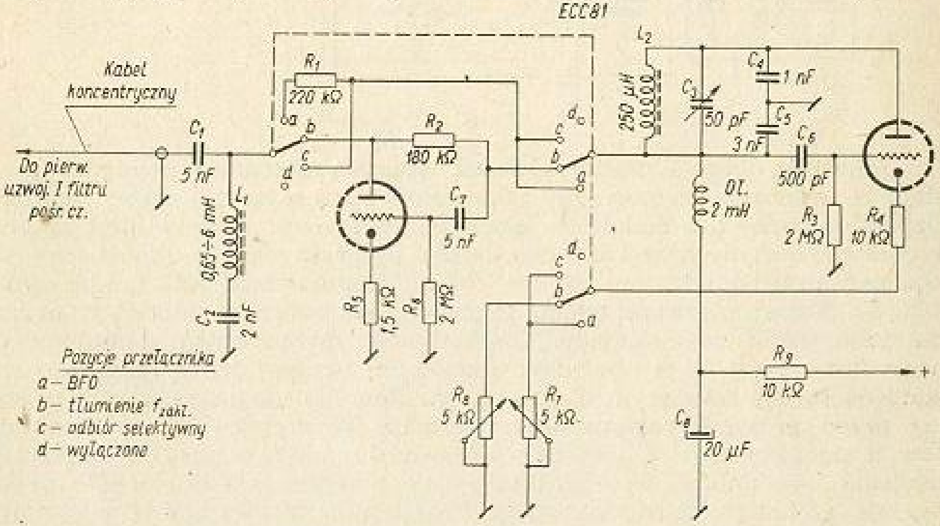
Rys. 14-43. Tłumienie sygnału zakłócającego za pomocą mnożnika dobroci

nie prostszy niż filtry kwarcowe. Po prostu dołącza się go do obwodu anodowego lampy wzmacniacza pośr. cz. równolegle do transformatora pośr. cz. Ostry wierzchołek krzywej rezonansu mnożnika można przesuwać dowolnie w obrębie pasma przenoszonego przez odbiornik i — zależnie od potrzeb — wzmacniać lub tłumić określony sygnał. Mnożnik dobroci Q włącza się poprzez odcinek linii koncentrycznej. Umieszczony jest często w oddzielnym pudełku i ma własne zasilanie.

Przy zastosowaniu mnożnika dobroci do wzmocnienia sygnału użytecznego układ pracuje jako bardzo selektywny obwód rezonansowy włączony równolegle do filtru pośr. cz. Uzyskiwane zwiększenie selektywności zilustrowane jest na rys. 14-42. Dodatnie sprzężenie w układzie mnożnika Q jest regulowane w sposób płynny, co zapewnia zmianę selektywności w granicach od kilku kiloherców do kilkudziesięciu herców. Można go zatem wykorzystać nie tylko do odbioru telegraficznego, lecz i fonicznego.

W podobny sposób włącza się układ mnożnika Q przy zastosowaniu go jako urządzenia tłumiącego sygnały zakłócające (rys. 14-43). Przez zmianę fazy w jednym ze stopni mnożnika Q urządzenie nabiera cech szeregowego obwodu rezonansowego. I w tym przypadku, zarówno szerokość krzywej tłumienia, jak i jej położenie w obrębie pasma mogą być dowolnie regulowane. Mnożnik dobroci jest chętnie stosowany jako układ tłumiący przy odbiorze fonicznym, gdy odbiornik pracuje z rozszerzoną wstęgą. Wykorzystując działanie tłumiące mnożnika można eliminować dowolne zakłócenia w obrębie pasma, przy czym tłumienie może sięgać 50 dB.

Rysunek 14-44 przedstawia schemat uniwersalnego mnożnika dobroci [1]) nadającego się do wykorzystania również w roli generatora pomoc-



Rys. 14-44. Układ mnożnika dobroci (wg W2AEF)

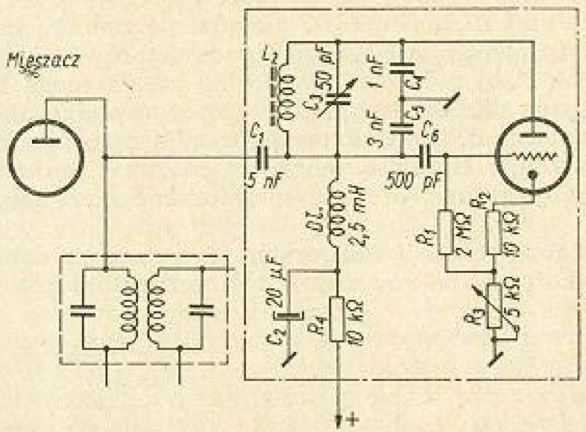
niczego BFO lub pomocniczego układu do odbioru sygnałów z jednowstęgową modulacją. Przyłącza się go do odbiornika za pomocą kabla koncentrycznego o długości około 50 cm. Pojemność własną kabla kompensuje cewka L_1, wobec czego nie jest konieczne przestrajanie przez przyłączenie obwodu filtru pośr. cz. Dobroć cewki L_1 nie jest krytyczna, może więc nią być dowolna cewka z filtru pośr. cz. Natomiast cewkę L_2 powinna cechować duża dobroć. Można tu z powodzeniem wykorzystać rdzeń typu garnuszkowego. Cewka L_2 wraz z kondensatorami C_4 i C_5

[1]) Układ tego mnożnika opracował W2AEF.

dzielnika powinna być z grubsza dostrojona do pośredniej częstotliwości odbiornika (w układzie z rys. 14-46 $f_p = 465$ kHz), a stosunek pojemności dzielnika powinien wynosić 1 : 2 do 1 : 3. Częstotliwość rezonansową mnożnika w obrębie pasma reguluje się kondensatorem C_3 zaopatrzonym w precyzer strojeniowy (wąskie pasmo). Wszystkie kondensatory mnożnika powinny być mikowe. Największą selektywność zapewnia ustawienie potencjometrem R_7 punktu pracy w pobliżu progu powstawania oscylacji.

Rys. 14-45 przedstawia podobne rozwiązanie układu do odbioru wyłącznie sygnałów telegraficznych.

Wszystkie elementy regulacyjne mogą w nim być po zestrojeniu ustawione na stałe, bez wyprowadzania pokręteł na zewnątrz odbiornika.

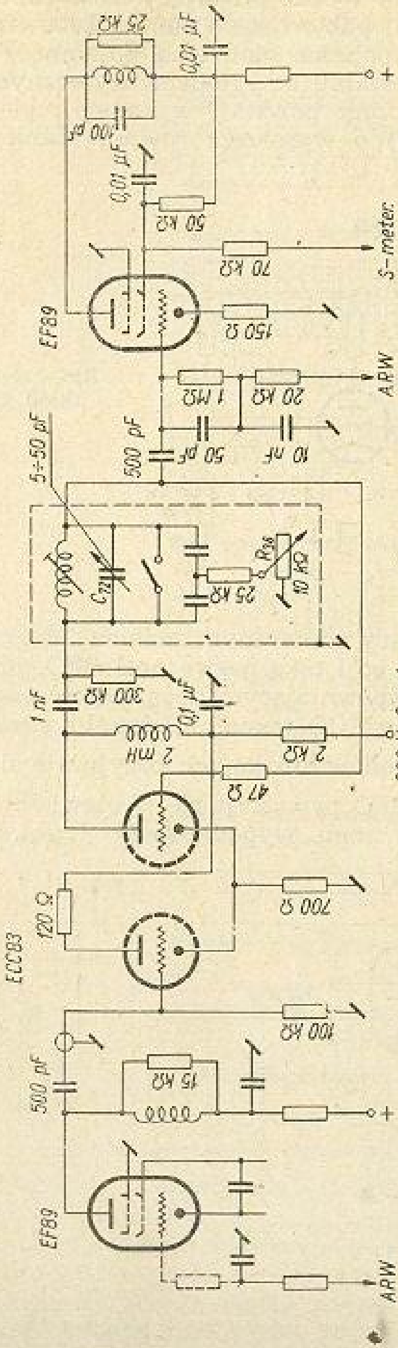


Rys. 14-45. Układ mnożnika dobroci wyłącznie do odbioru sygnałów telegraficznych

Mnożnik dobroci można również włączać szeregowo pomiędzy dwa stopnie wzmocnienia pośr. cz., jako człon sprzęgający o dużej dobroci. Działa on wówczas podobnie jak filtr kwarcowy: osłabia niepożądane sygnały w obrębie przenoszonego pasma. W praktycznym układzie, przykładowo przedstawionym na rys. 14-46, zastosowana jest lampa typu ECC 83, której pierwsza trioda pracuje jako wtórnik katodowy, druga zaś jako układ odtłumiający. Częstotliwość rezonansową zbocznikowanego filtru typu T w obwodzie anodowym drugiej triody reguluje się kondensatorem zmiennym C_{72}, a opornikiem R_{36} ustala się punkt pracy tuż przed progiem powstawania oscylacji. W wyniku tej manipulacji obwód strojony L_{36} i C_{72} zostaje silnie odtłumiony, a więc zwiększa się znacznie jego dobroć. W charakterystyce przenoszenia odbiornika pojawia się głęboka i ostra wklęsłość (tłumienie) zakłócających sygnałów. Tłumienie przekracza 40 dB. Za pomocą kondensatora C_{72} zmienia się częstotliwość rezonansową układu w obrębie charakterystyki przenoszenia. Mnożnik włącza się zwykle poza filtrem dwukwarcowym lub filtrem magnetostrykcyjnym już w torze o dużej selektywności.

14.15. Pomocniczy generator do odbioru sygnałów telegraficznych A 1

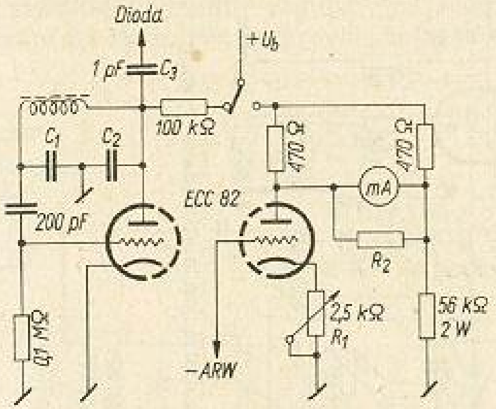
Sygnały telegrafii niemodulowanej po detekcji nie są słyszalne. Zamianę tych sygnałów na sygnały akustyczne otrzymuje się za pomocą



Rys. 14-46. Mnożnik dobroci w układzie eliminującym niepożądane sygnały

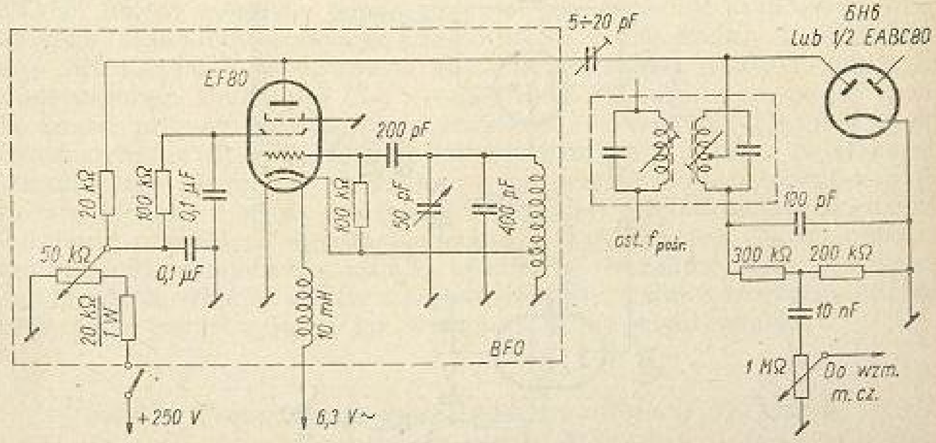
dodatkowego urządzenia, noszącego nazwę BFO [1]). Urządzenie to stanowi zasadnicze wyposażenie każdego odbiornika krótkofalowego z przemianą częstotliwości.

BFO — to generator w. cz., pracujący na częstotliwości większej od częstotliwości pośredniej odbiornika o 800 do 1000 Hz. Jego sygnał wyjściowy, doprowadzony poprzez niewielką pojemność do obwodu demodulatora, ulega tu zmieszaniu z sygnałem użytecznym o pośredniej częstotliwości, w wyniku czego powstaje w kanale małej częstotliwości ton akustyczny (rys. 14-47) o wysokości równej różnicy mieszających się



Rys. 14-47. Praktyczny układ generatora BFO

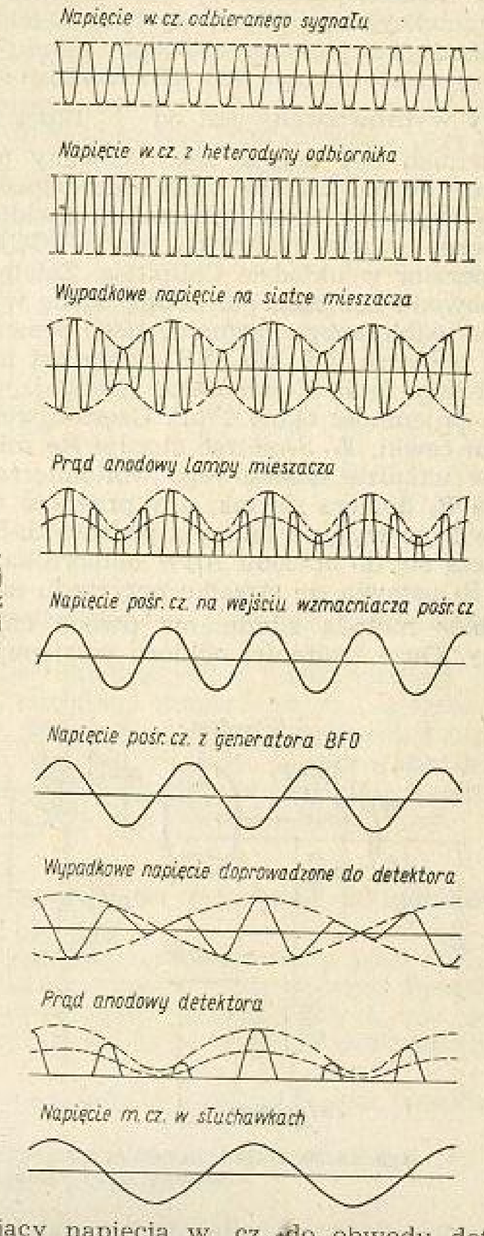
sygnałów i odpowiadający odbieranym znakom telegraficznym A1. Druga heterodyna odbiornika, bo i taką nazwę nosi BFO, pracuje zwykle w jakimkolwiek układzie zapewniającym dużą stałość częstotliwości. Dlatego też stosuje się tu układy ECO w małym stopniu zależne od zmian napięć zasilających, a dla obwodów strojonych przyjmuje się mały stosunek $\frac{L}{C}$. Bardzo często układy BFO przestraja się w niewielkich granicach w celu dokładnego ustawienia tonu wypadkowego. Częstotliwość wypadkowa



Rys. 14-48. Generator BFO w układzie Colpittsa

[1]) Skrót utworzony z pierwszych liter angielskich wyrazów: beat frequency oscillator.

z BFO powinna być zbliżona do częstotliwości, dla których ucho ludzkie wykazuje największą czułość (1 kHz). Spotykane są układy BFO, w których napięcie wyjściowe jest regulowane np. przez zmianę napięcia zasilającego. Jest to szczególnie wygodne przy odbiorze emisji SSB. Aby nie wprowadzać tłumienia do obwodu strojonego pośr. cz., sprzężenie z obwodem detektora powinno być jak najsłabsze. Ze względu na to,



Rys. 14-49. Odbiór niemodulowanej fali nośnej (A1) w odbiorniku z przemianą częstotliwości przy zastosowaniu generatora BFO

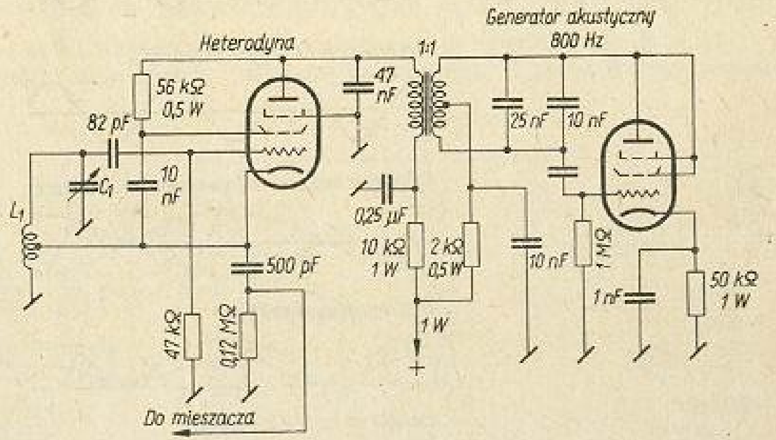
że generator BFO dostarczający napięcia w. cz. do obwodu detektora powoduje zmniejszenie czułości odbiornika wskutek działania ARW (co oczywiście utrudnia odbiór słabych sygnałów), w małych odbiornikach praktykuje się wyłączanie ARW na czas odbioru telegraficznego. W bar-

dziej rozbudowanych odbiornikach o dużej rezerwie wzmocnienia pośredniej częstotliwości diodę służącą do uzyskiwania napięcia ARW należy włączać do obwodu poprzedniego stopnia pośr. cz.

Praktyczny układ generatora BFO przedstawiony jest na rys. 14-48. Pracuje w nim pentoda typu EF 80 w układzie ECO z napięciem wyjściowym regulowanym za pomocą potencjometru 50 kΩ. Sygnał wyjściowy z BFO doprowadzony jest poprzez kondensator dostrojczy do obwodu detekcyjnego. Wysokość tonu dobiera się za pomocą kondensatora zmiennego o pojemności 50 pF. Indukcyjność cewki generatora dla pośredniej częstotliwości 460 kHz wynosi 0,25 mH, przy czym odczep katodowy wyprowadzony jest od $\frac{1}{5}$ ilości zwojów. Cały układ generatora powinien być dobrze zaekranowany (osobne pudełko), a obwody zasilające i obwód żarzenia filtrowane odpowiednim dławikiem (10 mH).

Inny wygodny układ generatora uwidoczniony jest na rys. 14-49. Zastosowano w nim podwójną triodę ECC 82. Pierwsza trioda pracuje jako generator w układzie Collpittsa. Zaletę układu stanowi pojedyncza cewka obwodu bez odczepu. Drugą triodę wykorzystuje się dla miernika natężenia odbieranego sygnału, tzw. *S*-metra. Generator BFO włącza się przy odbiorze CW lub SSB, natomiast miernik natężenia sygnału — przy odbiorze fonii. Kondensator sprzęgający C_3 BFO z obwodem detektora ma pojemność około 1 pF. Częstotliwość BFO ustawia się na stałe rdzeniem cewki. W *S*-metrze stosuje się miliamperomierz o zakresie do 5 mA w układzie mostkowego woltomierza napięcia stałego. Oporność opornika R_2 dobiera się tak, aby przyrząd wskazywał pełne wychylenie wskazówki po wyjęciu lampy z podstawki. Siatkę sterującą drugiej triody dołącza się do obwodu ARW odbiornika. Przy zwartej antenie opornikiem R_1 ustawia się strzałkę przyrządu na początku skali.

Odbiór metodą zdudniania dwóch częstotliwości nie zawsze jest wygodny. Duże trudności odbioru występują w przypadku, gdy często-

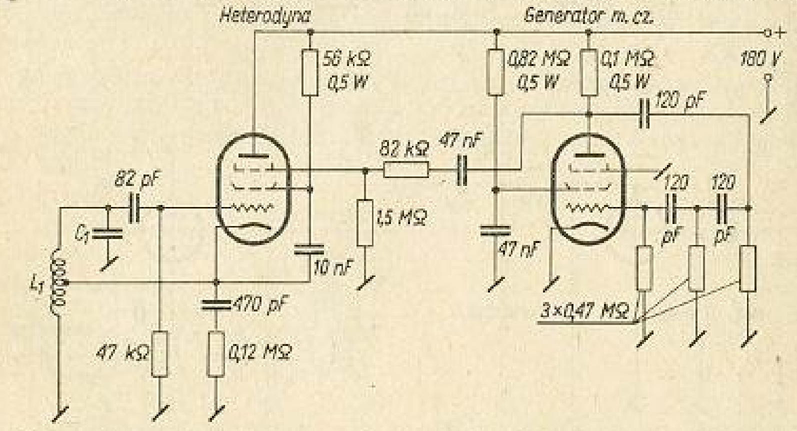


Rys. 14-50. Układ do odbioru emisji A1 z zastosowaniem wewnętrznej modulacji

tliwość odbieranego sygnału nie jest stabilna. Zmusza to operatora stacji odbiorczej do stałego dostrajania odbiornika lub BFO. Sytuacja ta jeszcze bardziej się pogarsza w przypadku odbiornika z selektywnym wzmacniaczem m. cz., co szczególnie uwydatnia się przy pracy na pasmach 21 MHz

i 28 MHz. Można temu częściowo zapobiec przez zastosowanie układu tzw. wewnętrznej modulacji. Przychodzący sygnał w. cz. po zmodulowaniu go w amplitudzie częstotliwością akustyczną 800 ÷ 1000 Hz po detekcji pojawia się jako ton akustyczny o częstotliwości zupełnie niezależnej od dostrojenia odbiornika. Modulację można realizować w dowolnym stopniu w. cz. W praktyce stosuje się najczęściej modulację heterodyny pierwszej przemiany częstotliwości. Przy stosowaniu układu z rys. 14-50 napięcie akustyczne na wtórnym uzwojeniu transformatora modulacyjnego powinno być równe 0,8 ÷ 0,9 napięcia w. cz. heterodyny. Generator akustyczny pracuje w układzie Hartley'a.

Inny układ wewnętrznej modulacji podany jest na rys. 14-51. Modulacja amplitudy odbywa się tu w obwodzie trzeciej siatki, przy czym ge-



Rys. 14-51. Układ wewnętrznej modulacji w obwodzie trzeciej siatki

nerator akustyczny pracuje w układzie *RC* z przesuwnikiem fazy. Dla uzyskania pełnej głębokości modulacji napięcie m. cz. na trzeciej siatce powinno wynosić 20 ÷ 25 V. Nie jest wskazane przemodulowanie układów wewnętrznej modulacji, a to ze względu na zmniejszenie czułości odbiornika i przenikanie małej częstotliwości w kierunku wyjścia. Wadą układu jest jednoczesna modulacja częstotliwości heterodyny.

14.16. Detekcja i automatyczna regulacja wzmocnienia

Za pomocą detektorów zamienia się modulowany prąd wielkiej częstotliwości na prąd o częstotliwości sygnału modulującego. Pod względem konstrukcji detektory w odbiornikach krótkofalowych nie odbiegają w zasadzie od powszechnie stosowanych w technice odbiorczej układów detekcyjnych.

Rozróżnia się następujące rodzaje detekcji: diodowa, anodowa, siatkowa, katodowa.

Działanie detektora diodowego polega na wytwarzaniu się na charakterystyce $I = f(U)$ średniej wartości prądu

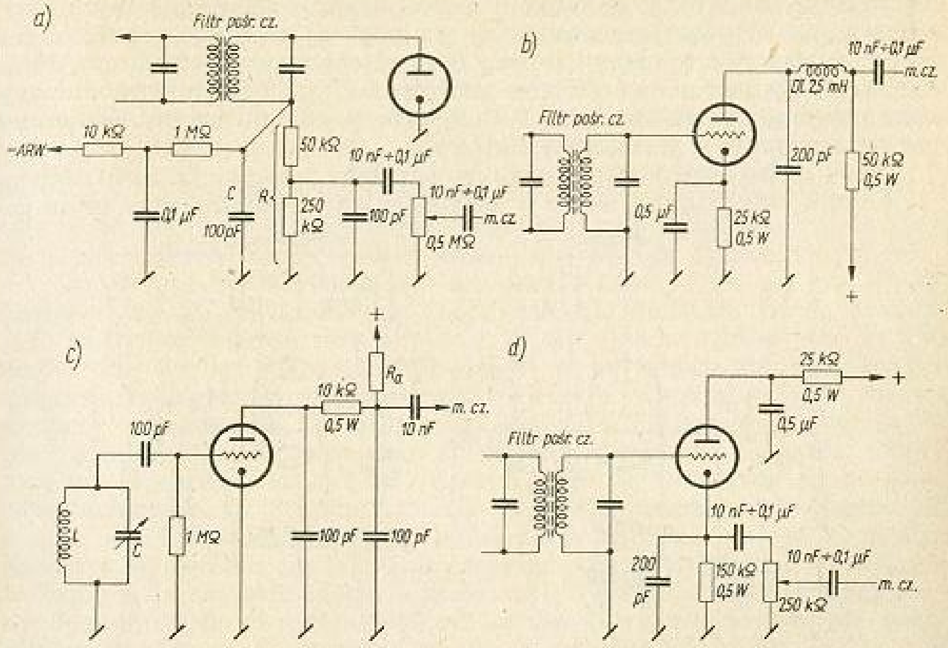
$$I_d = 1 + m \sin \omega t$$

jeśli do układu detektora doprowadzone jest modulowane napięcie w. cz. określone równaniem

$$i = I_0 \sin \Omega t \, (1 + m \sin \omega t)$$

Klasyczny układ detektora diodowego przedstawiony jest na rysunku 14-52a.

Charakterystyka dynamiczna diody staje się prostoliniowa dopiero w przypadku dużych sygnałów, wobec czego układ ten znajduje zastoso-



Rys. 14-52. Układy detekcyjne: a) diodowy; b) anodowy; c) siatkowy; d) katodowy

wanie w odbiornikach o dużym wzmocnieniu. Stosuje się w nim diody lampowe typu 6 H 6 lub EAA 91 (najczęściej podwójne, z tym że druga dioda pracuje w obwodzie ARW), a ostatnio diody germanowe typu DOG i diody krzemowe. Diody półprzewodnikowe są wygodniejsze w użyciu, są bowiem mniejsze i nie wymagają żarzenia.

Sprawność detekcji diodowej dochodzi do 80% i zależy przede wszystkim od stosunku oporności wewnętrznej diody do oporności obciążenia detektora. Przy szeregowym włączeniu diody (rys. 14-52a) oporność wejściowa układu detekcyjnego wynosi

$$R_{wej} \approx \frac{R}{2}$$

przy czym

R — oporność obciążenia diody.

Pojemność kondensatora jest prawie 10-krotnie większa od pojemności własnej diody, przy czym dla prądów w. cz. powinien on wykazywać małą oporność. Z drugiej strony pojemność maksymalna tego kondensatora nie powinna być zbyt duża, a to ze względu na warunek najmniejszych zniekształceń określany nierównością

$$\frac{1}{\omega CR} \geqslant \frac{m}{\sqrt{1-m^2}}$$

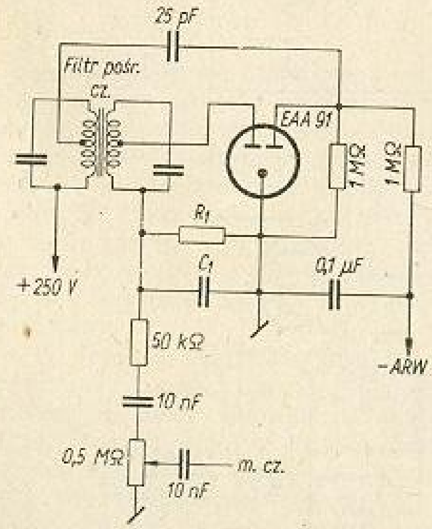
Jako kompromisową wartość pojemności kondensatora C przyjmuje się $50 \div 100$ pF, a wartość oporności obciążenia — w granicach

$250 \div 500$ kΩ. Dla takich wielkości zniekształcenia detekcji sygnałów o dużej głębokości modulacji przy dostatecznej sprawności układu są nieznaczne.

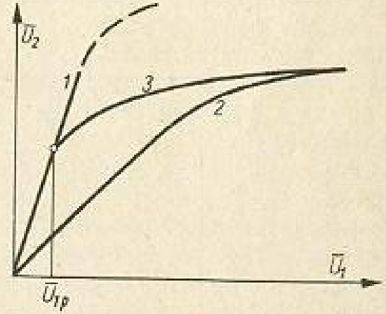
Potencjometr, z którego odbiera się użyteczny sygnał m. cz., oddzielony jest od obwodu diody (ze względu na obecność składowej stałej) kondensatorem o pojemności około 10 nF. Stałe napięcie uzyskiwane przy detekcji sygnału w. cz. może być wykorzystane w najprostszym układzie do zasilania obwodów ARW. Napięcie ARW doprowadza się do stopni wzmacniających regulowanych poprzez człony filtrujące *RC*. Kondensator włączony równolegle do potencjometru regulacji napięcia m. cz. służy do odfiltrowania resztek napięcia w. cz.

Dioda włączona jest zwykle na odczep cewki ostatniego obwodu strojonego wzmacniacza pośr. cz., co zapobiega tłumieniu tego obwodu (rys. 14-53).

W przypadku stosowania podwójnej diody układ prostujący napięcie wykorzystywane do ARW włącza się na osobny odczep cewki pierwszego obwodu strojonego filtru pasmowego pośr. cz. W ten sposób uzy-



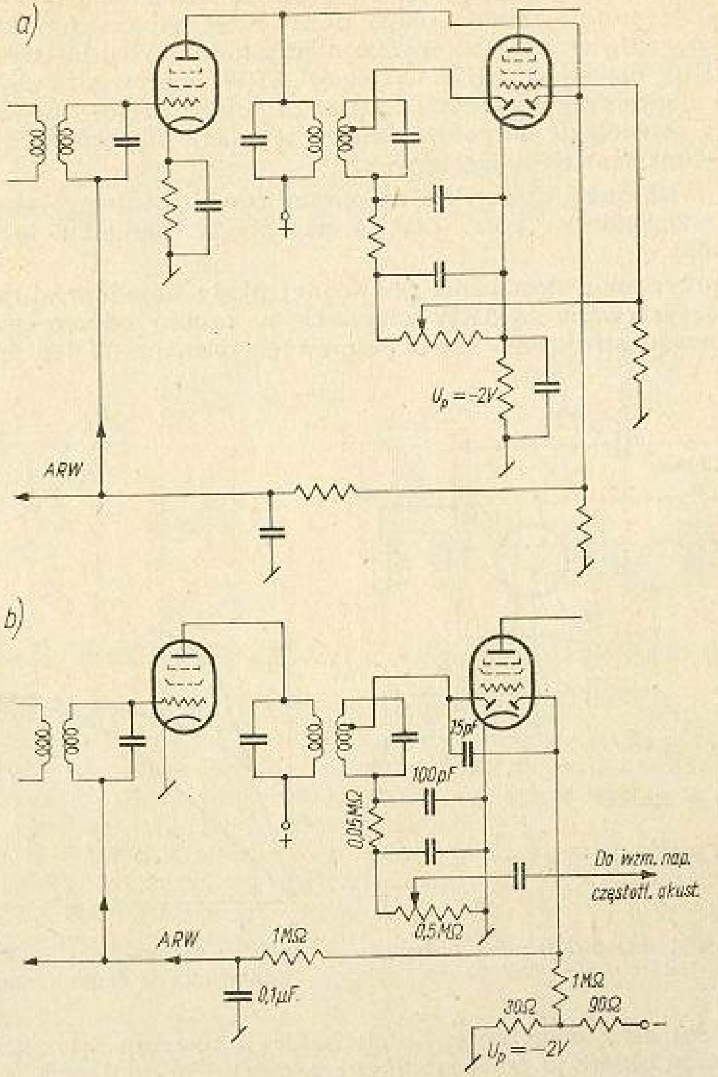
Rys. 14-53. Układ detekcji i automatyki z diodą EAA 91



Rys. 14-54. Napięcie wyjściowe odbiornika w funkcji napięcia

skuje się symetrię obciążenia. Kondensatory i oporniki filtrujące obwodu ARW tworzą układy o pewnej stałej czasowej. Przy odbiorze krótkofalowym, w którym zmiany natężenia odbieranego sygnału są nieraz bardzo szybkie, stała czasowa powinna być znacznie mniejsza niż w przypadku użycia normalnych odbiorników. Próg działania ARW ustawiony jest zwykle w ten sposób, że działanie ograniczające wzmocnienie odbiornika rozpoczyna się dopiero od pewnej wartości wejściowego napięcia odbiornika (rys. 14-54). Umożliwia to odbiór najsłabszych sygnałów z pewną czułością odbiornika. Działanie automatyki ogranicza się najczęściej przez zastosowanie odpowiedniego dzielnika polaryzującego (rys. 14-55), lub przy stosowaniu w stopniu detekcyjnym i ARW lampy podwójnej (duodiody-triody) — przez działanie ograniczające opornika katodowego

lampy. Ze względu na to, że w klasycznym układzie z dwiema diodami obciążenie filtru pośr. cz. przed progiem zadziałania ARW jest niesymetryczne, a w pobliżu progu występuje zniekształcenie obwiedni napięcia



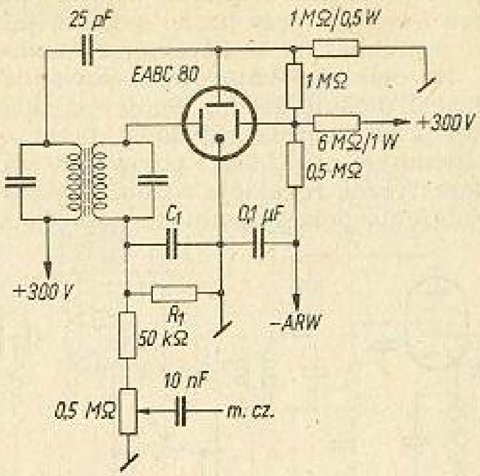
Rys. 14-55. Układ ARW z progiem działania

modulowanego, wprowadza się układ detekcyjny z trzema diodami (rys. 14-56).

Zaletą diodowego układu detekcyjnego jest możliwość pracy przy dowolnie dużych amplitudach napięcia w. cz. bez wyraźnych zniekształceń.

W detekcji anodowej (rys. 14-52b) wykorzystuje się dolne zakrzywienie charakterystyki prądu anodowego $I_a = f(U_{s10})$ dowolnej lampy elektronowej. Punkt pracy, ustawiany odpowiednio dużym ujemnym

napięciem siatki sterującej, odpowiada klasie B, wobec czego prąd spoczynkowy zostaje ograniczony prawie do zera. Przy małych sygnałach detekcja jest nieliniowa, powyżej 1 V zniekształcenia szybko maleją.



Rys. 14-56. Układ detekcyjny z trzema diodami

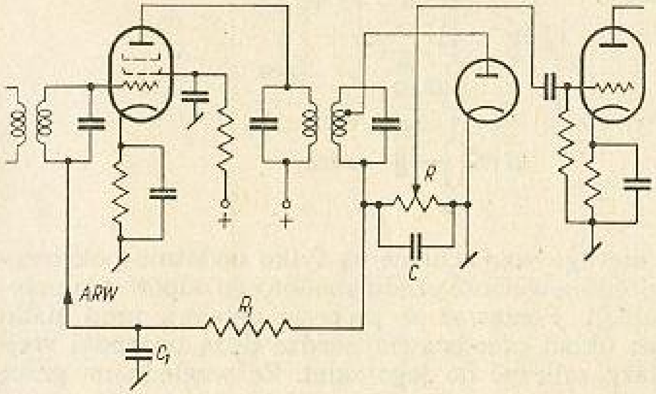
W lampie detektora anodowego wzmacniane są tylko dodatnie półokresy prostowanego napięcia. Średnia wartość prądu anodowego odpowiada przebiegowi obwiedni modulacji. Ponieważ w procesie detekcji prąd siatki w lampie nie występuje, układ przedstawia bardzo dużą oporność wejściową i to właśnie należy zaliczyć do jego zalet. Ze względu na pracę w dolnym zakrzywieniu charakterystyki wzmocnienie układu jest znacznie mniejsze niż przy detekcji siatkowej. Poza tym wadą układu jest brak możliwości uzyskania napięcia ARW. Detektor anodowy można włączać bezpośrednio do obwodu strojonego bez obawy wprowadzenia tłumienia.

W detekcji siatkowej (rys. 14-52c) wykorzystuje się działanie diody utworzonej z siatki sterującej lampy i jej katody. Detekcja odbywa się w dolnym zakrzywieniu charakterystyki $I_s = f(U_{s10})$ lampy. Napięcie m. cz. występujące w wyniku detekcji na oporniku siatkowym zostaje wzmocnione przez lampę w układzie napięciowego wzmacniacza oporowego lub transformatorowego. W obwodzie anodowym lampy pojawia się napięcie m. cz. o większej amplitudzie. Ten rodzaj detekcji znajduje powszechne zastosowanie w prostych odbiornikach o bezpośrednim wzmocnieniu, w których najczęściej stosuje się dodatnie sprzężenie zwrotne w celu odtłumienia obwodu strojonego. Detekcja siatkowa wykazuje największą czułość dla słabych sygnałów. Przy wzroście poziomu sygnału punkt pracy lampy przesuwa się w kierunku większych ujemnych napięć siatki i powstaje detekcja anodowa. Następuje zmniejszenie czułości i powstają zniekształcenia. Układ zapewnia czułość detekcji prawie 10-krotnie większą od czułości detekcji anodowej. Ze względu na prąd siatki, oporność wejściowa detektora siatkowego jest najmniejsza ze wszystkich rodzajów detekcji.

Układ detektora katodowego przedstawiony jest na rys. 14-52d. Detekcja katodowa zapewnia wszystkie zalety detekcji diodowej przy tak dużej oporności wejściowej jak w detektorze anodowym. Detektor katodowy można włączać bezpośrednio do obwodu strojonego o dużym współczynniku dobroci Q bez szkodliwego wpływu na selektywność.

Oporność obciążenia detektora włączona jest w obwód katody, na której występuje 100-procentowe ujemne sprzężenie zwrotne na częstotliwościach akustycznych. Obwód anodowy jest zwarty przez kondensator dla częstotliwości wielkich i małych, obwód katodowy zaś — tylko dla wielkich. Prąd anodowy przy braku sygnału jest bardzo mały, wzrasta natomiast — podobnie jak w detektorze anodowym — przy pojawieniu się sygnału. Na oporniku katodowym powstaje napięcie m. cz., odpowiadające napięciu modulującemu. Ponieważ składowa stała prądu anodowego przepływa przez opornik katodowy, przeto siatka sterująca jest spolaryzowana ujemnym napięciem i pojawienie się prądu siatki jest niemożliwe.

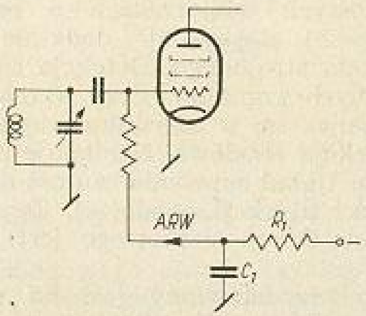
Automatyczna regulacja wzmocnienia (rys. 14-57) zmniejsza wpływy zmian natężenia pola sygnału na napięcie wyjściowe m. cz. odbiornika.



Rys. 14-57. Układ ARW ze wspólną diodą

Zmniejszona zostaje możliwość przesterowania odbiornika przez silne sygnały, a regulacja nadąża za szybkimi zmianami napięcia wejściowego bez dodatkowej manipulacji ręcznej. Układ ARW wymaga odpowiedniego dobrania stałej czasowej obwodu prostującego. Wyprostowane napięcie regulacyjne nie może zawierać składowych zmiennych pochodzących od prądu wielkiej i małej częstotliwości. Minimalna wartość stałej czasowej obwodu filtrującego wynosi 0,1 ÷ 0,3 sekundy. Przeciętnie przyjmuje się dla odbioru fonicznego stałą czasową 0,5 sekundy, a dla odbioru telegraficznego rzędu 1 sekundy.

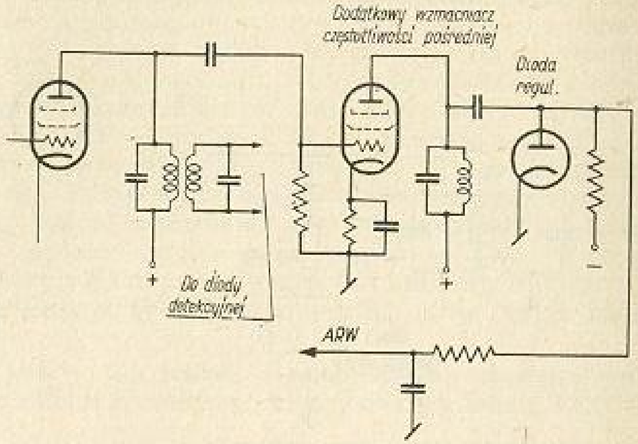
Stopnie napięciowe podlegające regulacji można zasilać w układzie równoległym lub szeregowym (rys. 14-58). Zasilanie równoległe stosuje



Rys. 14-58. Układ ARW z szeregowym zasilaniem siatki

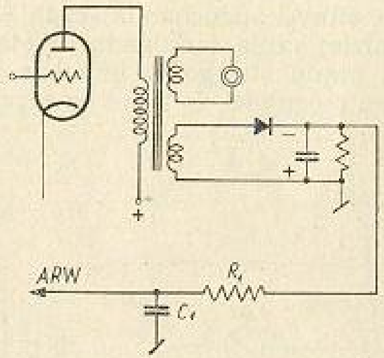
się w stopniach w. cz. (ze względu na uziemione rotory kondensatorów strojeniowych), natomiast szeregowe — w stopniach wzmacniaczy pośr. cz. Wszystkie obwody zasilające są filtrowane układami *RC*.

W celu zwiększenia zakresu regulacji i skuteczności działania ARW stosuje się często dodatkowy stopień wzmocnienia pośr. cz. (rys. 14-59). Stopień ten nie jest objęty napięciem ARW. W ten sposób można uzyskać duże wartości napięcia regulacyjnego.



Rys. 14-59. Układ ARW z dodatkowym wzmacniaczem napięcia sygnału o pośredniej częstotliwości

Przy odbiorze telegraficznym na ogół wyłącza się BFO, aby nie powodować wzrostu napięcia ARW. Można jednak zastosować układ, który dopuszcza pracę BFO bez pogorszenia czułości odbiornika. W prosty spo-



Rys. 14-60. Układ ARW z napięciem regulacyjnym z obwodu m. cz.

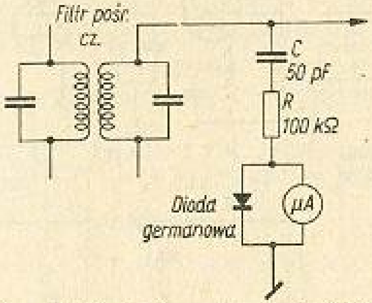
sób można to uzyskać przez wstępne spolaryzowanie diody regulacyjnej lub zastosowanie napięcia ARW otrzymanego w wyniku detekcji napięcia m. cz. Układ taki przedstawiony jest na rys. 14-60.

14.17. Wskaźnik natężenia pola sygnału odbieranego (*S*-meter)

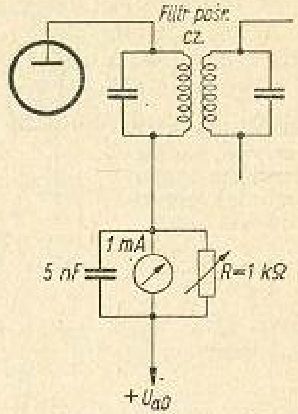
Jedną z najważniejszych informacji przekazywanych w ramach łączności amatorskiej jest określenie siły sygnału odbieranej stacji. Ocena ta na słuch jest często obarczona dużym błędem subiektywnym.

Znacznie lepsze wyniki daje użycie odpowiedniego miernika wyskalowanego od razu w jednostkach skali siły sygnału S (rys. 14-61). Do tego

celu można wykorzystać po prostu wskaźnik optyczny („oko magiczne") o konstrukcji umożliwiającej względnie dokładny pomiar (np. typu EM 83). Znacznie dokładniejszy pomiar może zapewnić użycie miernika wychyłowego (miliamperomierza). Włączając go w obwód anodowy jednej z lamp stopnia wzmocnienia pośr. cz. (objętej napięciem regulacyjnym ARW), można na podstawie zmian prądu wywołanych działaniem



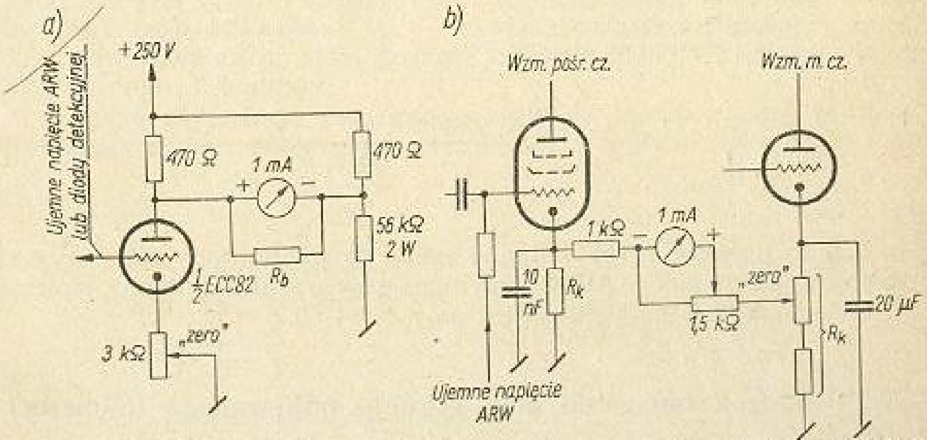
Rys. 14-61. Najprostszy wskaźnik natężenia pola



Rys. 14-62. Prosty układ *S*-metra

automatyki wnioskować o natężeniu sygnału odbieranej stacji. Wychylenia strzałki miernika będą jednak zgodne z odwróconą skalą, a poza tym pomiaru będzie można dokonać tylko w odniesieniu do sygnałów dostatecznie silnych, uruchamiających ARW odbiornika (rys. 14-62).

Najbardziej czułą i dokładną metodę pomiaru zapewnia oddzielny woltomierz prądu stałego w układzie mostkowym z pojedynczą triodą i miernikiem o czułości do 1 mA w przekątnej mostka. Woltomierz najle-

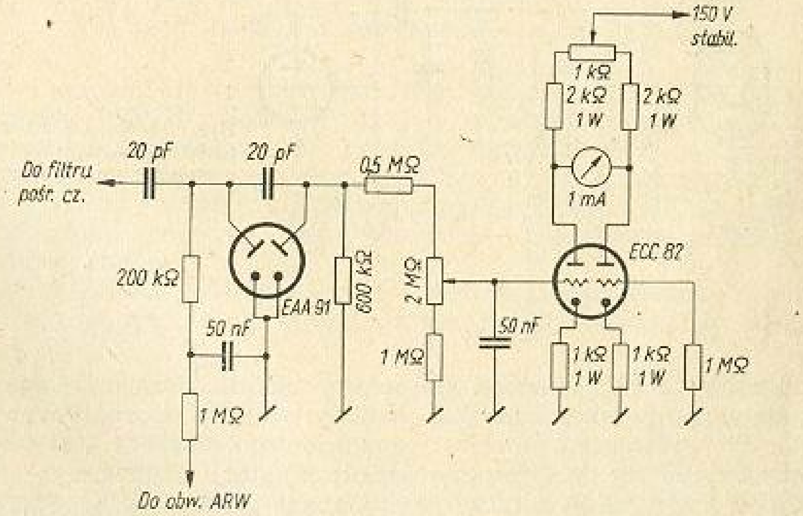


Rys. 14-63. Układy mostkowe mierników natężenia sygnału: a) z lampą ECC 82; b) w układzie międzykatodowym

piej włączyć do obwodu składowej stałej napięcia otrzymywanego z detektora diodowego, ponieważ jest ono zbliżone (działanie wsteczne automatyki) do logarytmicznej funkcji natężenia sygnału odbieranego, dzię-

ki czemu skala miernika ma liniowy rozkład w decybelach. Przy odpowiednio dużej stałej czasowej w obwodzie sterującym woltomierzem można zmierzyć natężenie sygnałów telegraficznych bez drgań wskazówki przyrządu. Skalę przyrządu ustala się w założeniu, że sile sygnału S 9 odpowiada napięcie wejściowe odbiornika 100 µV. Każdy stopień skali S odpowiada sześciu decybelom zmiany napięcia, czyli stosunkowi napięciowemu 1 : 2. W ten sposób za pomocą generatora sygnałowego z cechowanym tłumikiem na wyjściu łatwo można wyznaczyć skalę *S*-metra (100 µV — S 9, 50 µV — S 8, 25 µV — S 7 itd.). Sygnały o natężeniu większym od S 9 można oceniać, oznaczając na skali miernika + 10 dB — mnożnik napięcia 3,16, + 20 dB — mnożnik 10 itd. Miernik z rys. 14-63a „zeruje się" przy zwartym obwodzie siatki sterującej za pomocą zmiennego opornika katodowego. Pełne wychylenie strzałki miliamperomierza ustawia się przy wyjętej lampie, zmieniając oporność bocznikującą miernik. Woltomierz mierzy napięcia ujemne w zakresie do — 20 V. Większe napięcia blokują już całkowicie lampę woltomierza i miliamperomierz nie może być przeciążony. Całkowity zakres miernika może objąć skalę do 80 dB.

Układ z rys. 14-64 jest — jak widać — rozbudowany. Zawiera woltomierz prądu stałego w układzie mostkowym z podwójną triodą ECC 82,



Rys. 14-64. Miernik natężenia sygnału z własnym detektorem

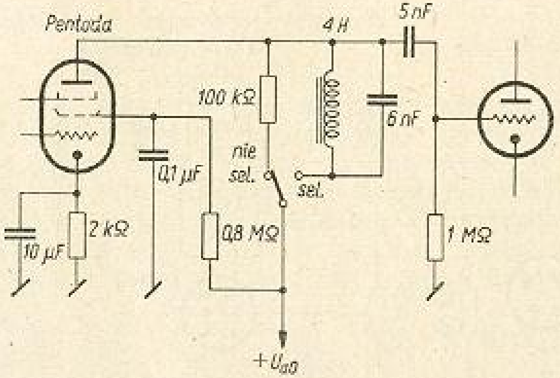
zasilany napięciem prostowanym przez niezależny układ prostowniczy, który dołącza się bezpośrednio do anody ostatniej lampy wzmacniacza pośr. cz. Z diody prostowniczej otrzymuje się poza tym napięcie ARW.

Inny ciekawy układ *S*-metra uwidoczniony jest na rys. 14-63b. Dodatnie napięcie z katody lampy wzmacniacza m. cz. wyrównuje się potencjometrem „zerowania" do poziomu napięcia na katodzie lampy regulowanej przy zwartym wejściu odbiornika. Pojawiające się przy sygnale napięcie ARW blokuje lampę wzmacniacza pośr. cz., prąd lampy maleje, napięcie na oporniku katodowym obniża się i zmienia równowagę układu miernika. Strzałkę miernika sprowadza się do pełnego wychylenia potencjometrem 1,5 kΩ bocznikującym miliamperomierz.

14.18. Wzmacniacz m. cz. odbiornika krótkofalowego

W bardziej rozbudowanych odbiornikach, zarówno o bezpośrednim wzmocnieniu jak i z przemianą częstotliwości, stosuje się specjalne układy selektywnych wzmacniaczy m. cz., które przyczyniają się do poprawy warunków odbioru sygnałów telegraficznych, a przy odbiorze fonicznym, po przełączeniu niektórych układów do wyeliminowania sygnałów zakłócających. Stosowanie selektywnych wzmacniaczy m. cz. jest szczególnie wskazane w odbiornikach nie wyposażonych w dodatkowe urządzenia do zwężenia charakterystyki przenoszenia (filtry kwarcowe, mnożniki Q), a więc w prostych odbiornikach z reakcją. Przy odbiorze sygnałów telegraficznych uzyskuje się wówczas selektywność nie gorszą niż w wielolampowych odbiornikach z przemianą częstotliwości. Najczęściej częstotliwość rezonansową wzmacniaczy ustala się w pobliżu 1000 Hz (największa czułość ucha ludzkiego). Stosuje się także układ, w którym częstotliwość rezonansowa może być dowolnie przestrajana w szerokim zakresie.

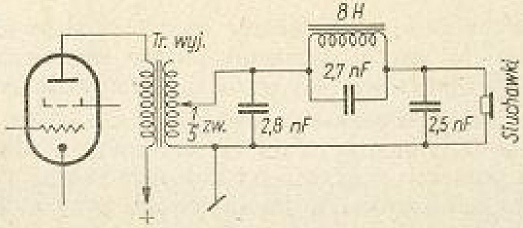
Rys. 14-65 przedstawia najprostszy układ wzmacniacza rezonansowego z równoległym obwodem zawierającym dławik o indukcyjności 4 H



Rys. 14-65. Układ najprostszego wzmacniacza selektywnego m. cz.

i kondensator 6 nF. Wartości elementów układu rezonansowego wymagają włączenia go jako obciążenie pentody (większa oporność wewnętrzna źródła). Po wyłączeniu obwodu rezonansowego możliwy jest odbiór fonii i dostrajanie się do częstotliwości nośnej stacji nadawczej.

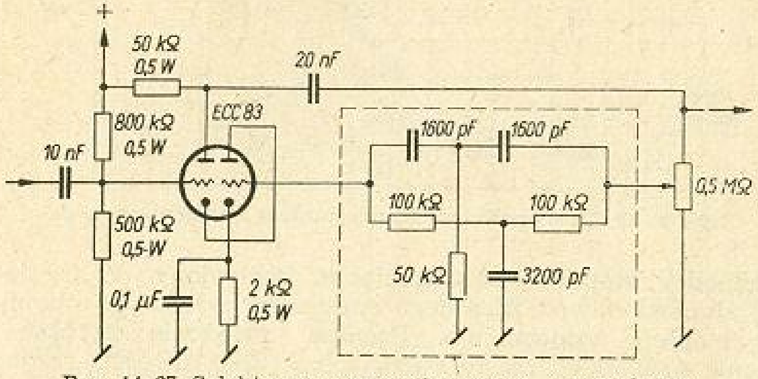
Układ z rys. 14-66 dotyczy (wykonanego przez SP3PK) wzmacniacza z selektywnym filtrem na wyjściu słuchawkowym. Filtr ten przenosi



Rys. 14-66. Selektywny filtr m. cz. (wg SP3PK)

najlepiej częstotliwość 900 Hz. Powyżej tej częstotliwości, w pobliżu 1250 Hz, występuje punkt maksymalnego tłumienia. Umożliwia to stłumienie sygnałów zakłócających o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości sygnału użytecznego, a więc zakłóceń szczególnie dokuczliwych przy odbiorze. W dalszym już ciągu większe częstotliwości są przenoszone swobodnie, dzięki czemu ton sygnału wzbogaca się w wyższe harmoniczne, uwydatniające „soczystość" użytecznego sygnału. Filtr powinien być zasilany ze źródła o niewielkiej oporności wewnętrznej (odczep na transformatorze) i obciążony dużą opornością słuchawek.

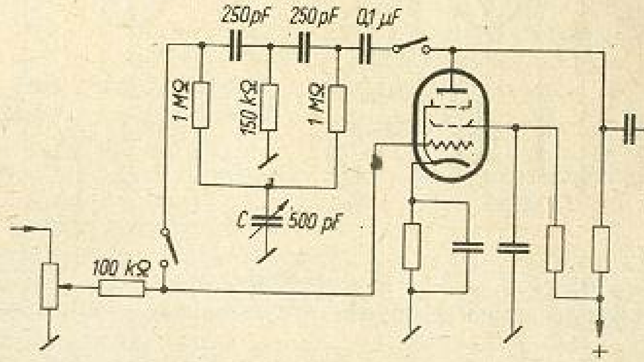
Na rys. 14-67 przedstawiony jest (opracowany przez UA3AW) układ wzmacniacza z selektywnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Zasto-



Rys. 14-67. Selektywny wzmacniacz m. cz. (wg UA3AW)

sowano w nim selektywny czwórnik typu podwójnego T o częstotliwości rezonansowej 1000 Hz. Ponieważ przy tej częstotliwości czwórnik wykazuje znaczną oporność przejścia, przeto wzmocnienie — w związku ze zmniejszeniem się ujemnego sprzężenia zwrotnego — wzrasta selektywnie. Do regulowania selektywności służy potencjometr 0,5 MΩ. W układzie czwórnika powinny być stosowane małostratne kondensatory o większej dokładności niż 5%.

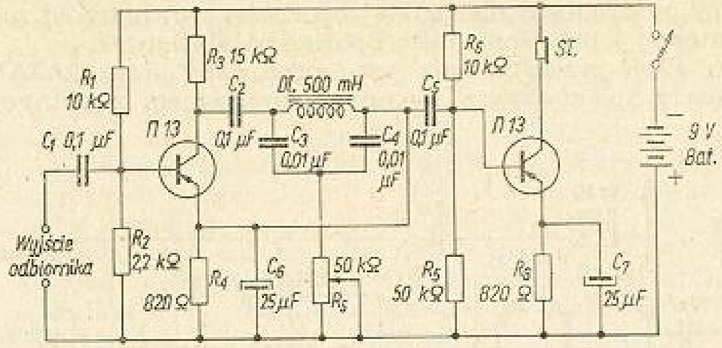
Podobny układ, lecz tym razem z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, podany jest na rys. 14-68. Można go włączyć do każdego wzmacniacza



Rys. 14-68. Selektywny wzmacniacz m. cz. z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

oporowego i w ten sposób zapewnić sobie selektywny układ wzmacniający. Dodatnie sprzężenie zwrotne reguluje się kondensatorem zmiennym C. Układ powinien być odseparowany od poprzedniego stopnia opornikiem 100 kΩ. Dla częstotliwości większych od 1000 Hz sprzężenie zwrotne jest ujemne i tłumi szumy odbiornika.

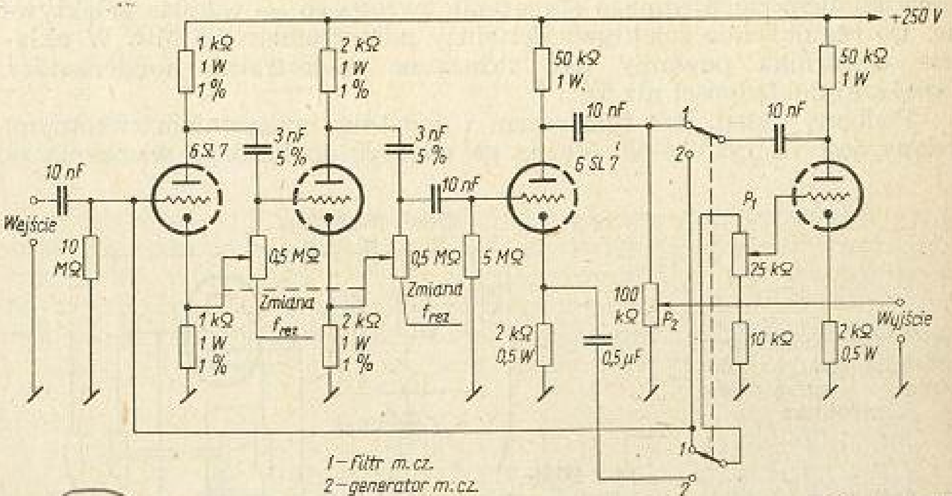
Układ z rys. 14-69 — to wąskopasmowy wzmacniacz m. cz. z tranzystorami warstwowymi, zbudowany w formie przystawki do odbiornika i stosowany tylko przy odbiorze sygnałów telegraficznych. Filtr rezonan-



Rys. 14-69. Wąskopasmowy tranzystorowy wzmacniacz m. cz.

sowy pomiędzy stopniami wzmacniacza, dostrojony do częstotliwości 1000 Hz, stanowi obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującego pierwszy stopień wzmocnienia. Ujemne sprzężenie zwrotne osłabia wzmocnienie wszystkich częstotliwości poza częstotliwością rezonansową. Przystawkę zasila bateria ogniw 9 V.

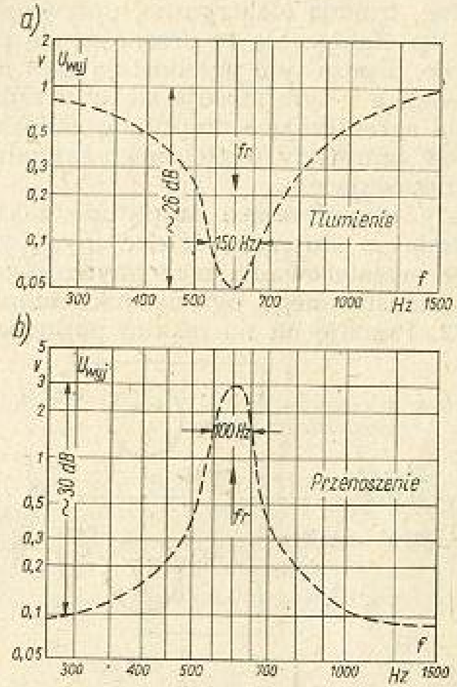
Uniwersalnym układem, pracującym jako selektywny wzmacniacz lub selektywny tłumik, albo generator drgań akustycznych w szerokim zakresie częstotliwości, jest tzw. „selectoject" (rys. 14-70). Zastosowano



Rys. 14-70. Układ selektywnego wzmacniacza — filtru — generatora akustycznego

w nim dwie podwójne triody typu ECC 83 (6 SL 7). Dwa pierwsze stopnie pracują jako przesuwniki fazowe oporowo-pojemnościowe. Lampy te powinny pracować z idealnie równymi opornościami (tolerancja 1%) w obwodzie anody i katody. Częstotliwość, dla której przesunięcie fazowe w tych dwóch stopniach wynosi dokładnie 180°, reguluje się sprzężonymi potencjometrami 0,5 MΩ. Potencjometr P_2 w obwodzie anodowym triody pracującej w stopniu wzmocnienia służy do regulowania napięcia wyjściowego układu. Ostatnia trioda, włączana przełącznikiem dwupozycyjowym, przesuwa dodatkowo fazę o 180°.

W pozycji „G" przełącznika układ może spełniać funkcję selektywnego wzmacniacza generatora. Zależy to od ustawienia potencjometru P_1 w obwodzie siatki ostatniej triody. Przed progiem wzbudzenia drgań układ jest wzmacniaczem selektywnym o przestrajanej częstotliwości rezonansowej (rys. 14-71) i zmienianej w sposób ciągły (potencjome-



Rys. 14-71. Charakterystyki tłumienia i przenoszenia układu z rys. 14-70

trem P_1) szerokości i wysokości krzywej przenoszenia. Z łatwością można uzyskać szerokość wstęgi 100 Hz przy tłumieniu sąsiednich częstotliwości o około 26 dB. Wykorzystuje się to do odbioru telegraficznego.

Tuż za progiem wzbudzenia powstają w układzie drgania własne o częstotliwościach akustycznych, zmienianych w granicach 90 Hz ÷ ÷ 9000 Hz za pomocą sprzężonych potencjometrów. W tym punkcie otrzymuje się napięcie wyjściowe o kształcie sinusoidy z małą zawartością harmonicznych. Amplitudę napięcia wyjściowego tego prostego generatora *RC* reguluje się potencjometrem P_2.

W pozycji „F" przełącznika układ staje się selektywnym tłumikiem. Potencjometrem P_1 reguluje się szerokość i głębokość krzywej tłumienia, osiągając przy częstotliwości rezonansowej tłumienie około 26 dB. W tym ustawieniu układ może być wykorzystany do eliminowania bądź sygnałów telegraficznych zakłócających odbiór fonii, bądź gwizdów interferencyjnych.

Napięcie anodowe powinno być stabilizowane i dobrze odfiltrowane. Pobierany prąd jest niewielki — około 10 mA.

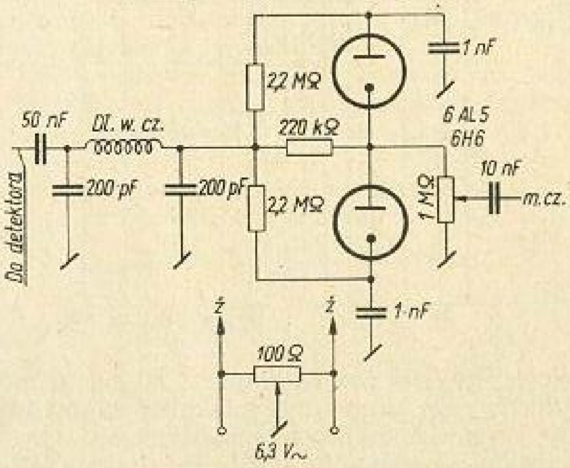
W odbiorniku krótkofalowym najwygodniej włączać „selectoject" między przedwzmacniacz m. cz. z pentodą i stopień końcowy.

14.19. Ograniczniki zakłóceń impulsowych

Zakłócenia impulsowe pochodzą od wyładowań atmosferycznych typu burzowego oraz od wszelkiego rodzaju iskrzących urządzeń elektrycznych. Zakłócenia atmosferyczne przedostają się do odbiornika od strony anteny i są słyszalne jako silne trzaski lub szmery w słuchawkach. Największe ich nasilenie przypada na okres letni. Drugi rodzaj zakłóceń tzw. przemysłowych, przeważa w ośrodkach miejskich. Źródłem tych zakłóceń są m. in. niezabezpieczone silniki kolektorowe, aparaty spawalnicze, trakcja elektryczna, upływność wysokiego napięcia poprzez izolatory itp. Zakłócenia te przenoszą się przede wszystkim przez obwody sieciowe, a poza tym przedostają się i na obwód anteny odbiorczej.

W związku z tym stosuje się w urządzeniach odbiorczych specjalne urządzenia ograniczające amplitudę zakłóceń radioelektrycznych zwykle większą od amplitudy użytecznego sygnału oraz urządzenia eliminujące impulsy zakłócające.

Układy ograniczające amplitudę zakłóceń najlepiej jest stosować bezpośrednio za stopniem detekcyjnym, gdyż w ten sposób nie wprowadza się przesterowania następnych stopni wzmocnienia m. cz. Układ prostego dwustronnego ogranicznika amplitudy przedstawiony jest na rys. 14-72. Pracuje on na niskim poziomie napięcia rzędu 0,5 V. Ogra-



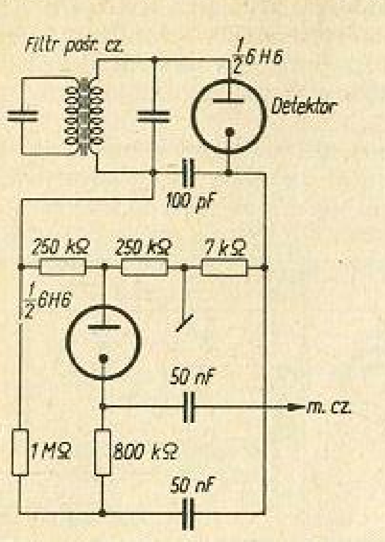
Rys. 14-72. Prosty dwustronny ogranicznik amplitudy

nicznik z podwójną diodą typu 6 H 6 włączony jest bezpośrednio do obwodu detektora. Obie diody są polaryzowane poprzez oporniki 2,2 MΩ. Zakłócenie o amplitudzie ujemnej jest ograniczane (zwierane) przez górną diodę, zakłócenie o amplitudzie dodatniej — przez dolną diodę. Dla zmniejszenia przydźwięku sieci obwód żarzenia duodiody należy symetryzować potencjometrem o oporności 100 Ω.

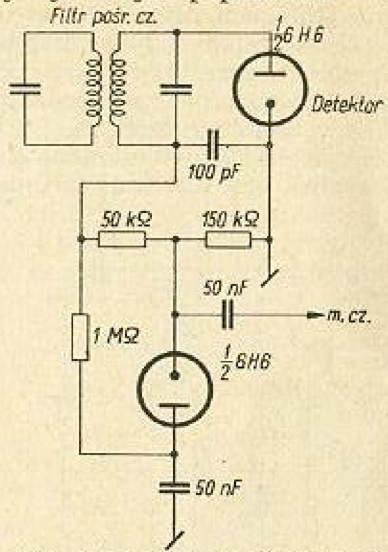
Układ ogranicznika dostrajający się automatycznie do poziomu odbieranego sygnału podany jest na rys. 14-73. Jest to ogranicznik typu szeregowego. Z dzielnika oporności obciążenia detektora odbierane jest napięcie m. cz. i doprowadzane do diody ograniczającej. Katodę diody polaryzuje ujemne napięcie proporcjonalne do napięcia sygnału fali nośnej. Stałą czasową zapewnia układ *RC* wygładzający ujemne napięcie polaryzacji. Dioda przewodzi wtedy, kiedy jej anoda ma potencjał dodatni. Szczyty zakłóceń wybiegające nieco ponad średni poziom użytecznego sygnału m. cz. zmieniają potencjał anody na ujemny, w związku

z czym dioda przestaje przewodzić. Ogranicznik ten działa więc jako wyłącznik impulsu zakłócającego.

Na innej nieco zasadzie pracuje układ ogranicznika typu równoległego (rys. 14-74). Katodę diody polaryzuje — jak poprzednio — układ

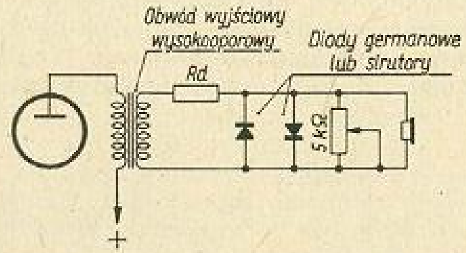


Rys. 14-73. Ogranicznik zakłóceń typu szeregowego

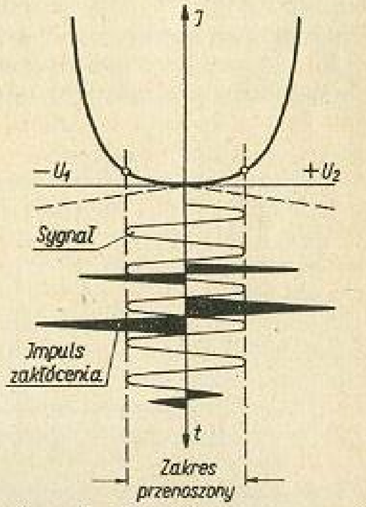


Rys. 14-74. Ogranicznik zakłóceń typu równoległego

filtrujący *RC*. Napięcie m. cz. odbierane jest z opornika 150 kΩ. W chwili, gdy napięcie zakłócenia zwiększy potencjał anody i gdy stanie się ona dodatnią w stosunku do katody, dioda zaczyna przewodzić, działając zwierająco na równoległy obwód m. cz. Mimo że oba ograniczniki działają tylko jednostronnie, można je wykorzystać z powodzeniem do pracy fonicznej.



Rys. 14-75. Najprostszy ogranicznik zakłóceń na wyjściu odbiornika

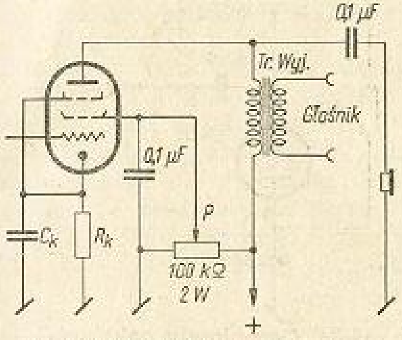


Rys. 14-76. Przebieg ograniczenia zakłóceń za pomocą dwóch prostowników

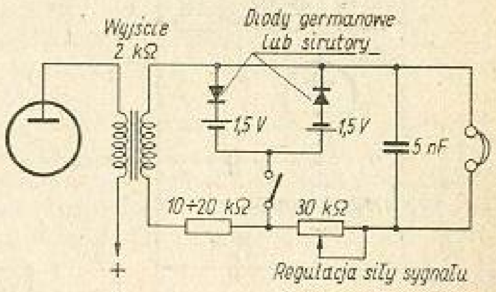
Proste ograniczniki zakłóceń można włączać już na samym wyjściu odbiornika, a więc przed słuchawkami. Najprostszy układ ogranicznika zakłóceń na wyjściu przedstawiony jest na rys. 14-75. Zastosowano

w nim dwie diody germanowe, przy czym potencjometr 5 kΩ również powoduje zmniejszenie zakłóceń. Układ zapewnia dwustronne ograniczenie zakłóceń, zgodnie z przebiegami na rys. 14-76. Szeregowa oporność zwiększa skuteczność ograniczania. Układ ten, często stosowany przy odbiorze telegraficznym, działa ograniczająco także na powodowane przez zaniki zmiany siły sygnałów telegraficznych. Amplitudy użytecznego sygnału wzrastające poza próg działania ogranicznika zostają odcięte. Jest to więc pewnego rodzaju automatyczna regulacja wzmocnienia przy odbiorze telegraficznym.

Na rys. 14-77 uwidoczniono schemat układu ogranicznika, w którym wykorzystuje się działanie drugiej siatki pentody wyjściowej wzmac-



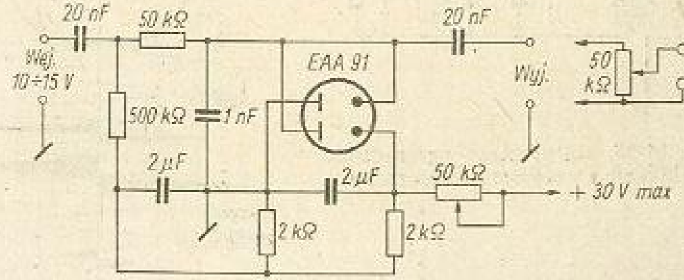
Rys. 14-77. Układ ograniczający z pentodą



Rys. 14-78. Układ ogranicznika zakłóceń z germanowymi diodami i dodatkową polaryzacją

niacza m. cz. odbiornika. Przez odpowiednie dobranie napięcia siatki ekranowej można uzyskać odcięcie szczytów zakłóceń (ograniczająca amplitudę charakterystyka lampy). Układ pracuje prawidłowo przy napięciu anodowym do 200 V.

Bardziej rozbudowany układ ogranicznika z diodami germanowymi i dodatkową polaryzacją przedstawiony jest na rys. 14-78. Siłę sygnału w słuchawkach reguluje się potencjometrem 30 kΩ. Opornik szeregowy 10 ÷ 20 kΩ zwiększa oporność wewnętrzną źródła zasilającego. Kondensator bocznikujący słuchawki ogranicza większe częstotliwości akustyczne.

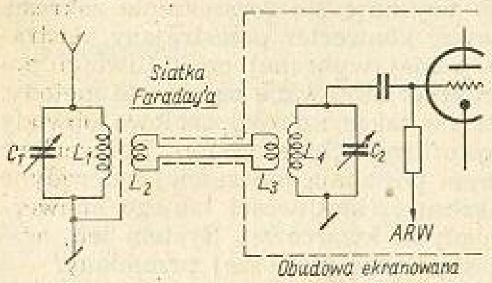


Rys. 14-79. Ogranicznik zakłóceń z podwójną diodą w obwodzie wyjściowym odbiornika

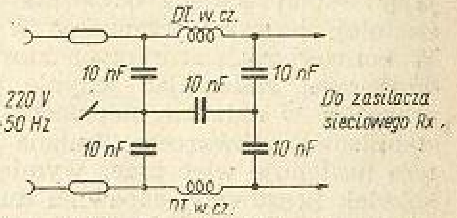
Gdy amplituda sygnału przekroczy napięcie 1,5 V, diody zaczynają przewodzić, a obwód słuchawek zostaje zwarty. Następuje dwustronne ograniczenie. Układ pracuje dobrze przy odbiorze telegraficznym, natomiast odbiór foniczny jest silnie zniekształcony; dlatego też przewidziany jest osobny wyłącznik układu diodowego.

Inny układ ogranicznika z podwójną diodą typu EAA 91, włączanego na wyjściu odbiornika pokazany jest schematycznie na rys. 14-79. Próg ograniczenia ustala się potencjometrem 50 kΩ. Dla odbioru fonii ustala się próg ograniczenia tak, aby uzyskać pełną zrozumiałość bez nadmiernych zniekształceń. Przy odbiorze telegraficznym ograniczenie można zwiększyć. Ogranicznik może być włączony pomiędzy stopnie wzmocnienia m. cz. lub przed słuchawkami. Najmniejsze napięcie wejściowe powinno być rzędu 10 ÷ 15 V. Zmniejsza to wpływ dolnego zakrzywienia charakterystyk diod.

Zakłócenia przedostające się do odbiornika z obwodu anteny można zmniejszyć stosując sprzężenie obwodu wejściowego poprzez siatkę Faraday'a (rys. 14-80). Cewka sprzęgająca L_2 (L_3) ma 2 ÷ 4 zwoje drutu



Rys. 14-80. Zmniejszenie zakłóceń z obwodu anteny przez zastosowanie siatki Faraday'a



Rys. 14-81. Przeciwzakłóceniowy filtr sieciowy

∅ 0,5 mm. Łączy się ją z wejściem odbiornika linią ekranowaną. Antenę dostraja się do rezonansu za pomocą strojonego obwodu równoległego. Regulując odległość cewki sprzęgającej L_2 oddzielonej siatką Faraday'a od cewki L_1, można ustalić optymalne sprzężenie zapewniające największą selektywność odbiornika. Prawidłowo dostraja się anteny odbiorcze o długości co najmniej 20 m.

Zakłócenia przenikające do odbiornika od strony zasilacza sieciowego zmniejsza się za pomocą filtrów w układach *LC*. Filtry włączane są od sieciowej strony zasilacza. Częstotliwość rezonansowa filtru powinna być mniejsza od najmniejszej częstotliwości zakłóceń, a oporność rzeczywista obwodów filtru jak najmniejsza, aby nie powodować spadku napięcia zasilającego. Rys. 14-81 przedstawia przykładowo układ filtru sieciowego składającego się z dwóch dławików w. cz. i czterech kondensatorów. Dławiki utworzone są ze 100 zwojów przewodu ∅ 0,5 mm w podwójnym oplocie z bawełny, nawiniętych na korpusie ∅ 20 mm na szerokość 8 mm. Kondensatory o pojemności 10 nF powinny wytrzymywać napięcie próby co najmniej 3 kV. Dławiki umieszcza się tak, aby osie ich cewek były do siebie prostopadłe, cały zaś filtr umieszcza się w obudowie odbiornika. Wskazane jest umieszczenie pomiędzy uzwojeniem pierwotnym i wtórnym transformatora zasilającego — folii ekranującej o grubości 0,1 ÷ ÷ 0,15 mm. Ekran ten nie powinien stanowić zwartego zwoju; należy go dobrze izolować od pozostałych uzwojeń.

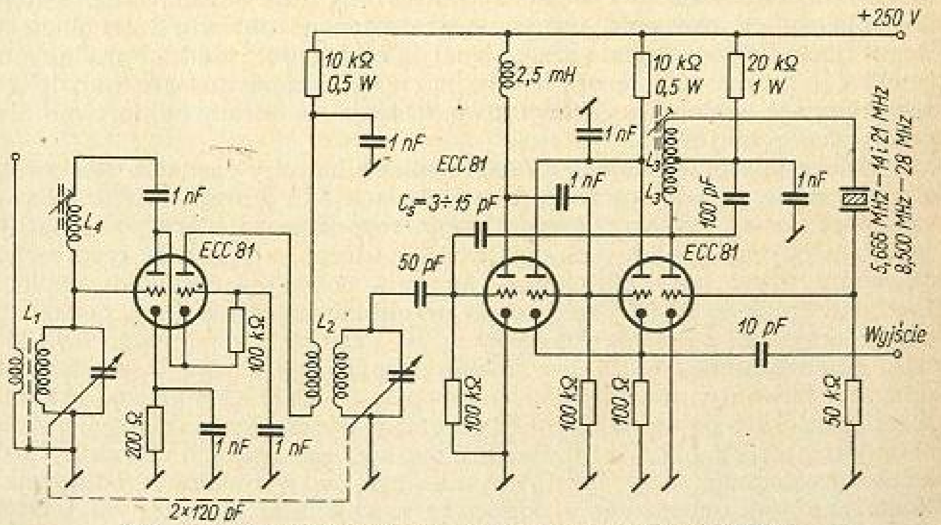
Wskazane jest ekranowanie całego odbiornika przez umieszczenie go w metalowej obudowie połączonej z uziemieniem. Antenę najlepiej jest doprowadzić do odbiornika za pomocą odcinka linii koncentrycznej zakończonej odpowiednim gniazdem.

14.20. Konwertery krótkofalowe

Dysponując dobrym odbiornikiem krótkofalowym na jeden z niższych zakresów lub nawet na zakres fal średnich, można łatwo zbudować układ odbiorczy z podwójną przemianą częstotliwości. Posiadany odbiornik może wtedy stanowić układ wzmacniacza pośr. cz. Na jego wejściu włącza się konwerter w układzie przemiany częstotliwości, przy czym odbiornik współpracujący z konwerterem może być układem o bezpośrednim wzmocnieniu; w tym przypadku całość pracuje jak odbiornik z jedną przemianą częstotliwości.

Konwerter z szerokopasmowymi obwodami i heterodyną o stałej częstotliwości może pracować jako człon nie przestrajany. Przestrajania odbiornika dokonuje się wtedy w obrębie pierwszej częstotliwości pośredniej, a więc przez przestrojenie współpracującego z konwerterem odbiornika. Jednocześnie w prosty sposób uzyskuje się rozszerzenie zakresu. W drugim przypadku można zastosować konwerter przestrajany, dostrajając współpracujący odbiornik do jednej wybranej częstotliwości pośredniej pierwszej przemiany. W praktyce stosowane są obie te metody. W konwerterach strojonych stosuje się także szerokopasmowe obwody wejściowe, zmieniając jedynie częstotliwość heterodyny. Konwertery pracujące w układzie nieprzestrajanym posiadają najczęściej heterodynę stabilizowaną kwarcem. Zmiana zakresu częstotliwości takiego konwertera następuje więc przez wymianę płytki kwarcowej. System ten, aczkolwiek kosztowny, zapewnia dużą stabilność pierwszej przemiany.

Przykładem konwertera ze stabilizacją kwarcową heterodyny i strojonymi obwodami wejściowymi może być układ z rys. 14-82, opracowa-



Rys. 14-82. Krótkofalowy konwerter kwarcowy (wg SP5PO)

ny przez SP5PO. — Jest on przewidziany do pracy w pasmach 14, 21 i 28 MHz. Zawiera wzmacniacz w. cz. w układzie kaskodowym z lampą ECC 81. Cewki obwodu wejściowego i anodowego są dla każdego zakresu wymienne. Do dokładnego dostrojenia obwodów służy podwójny agregat kondensatorów o pojemności 2 × 120 pF. Wskazane jest przełączanie

cewek za pomocą przełącznika bębnowego (krótkie połączenia do cewek). W stopniu mieszacza pracuje jedna trioda lampy ECC 81 w układzie mieszania sumującego, a jako generator kwarcowy — druga trioda ECC 81. W obwodzie anodowym zostaje wydzielona trzecia harmoniczna kwarcu. Poprzez kondensator zmienny o małej pojemności dostarczane jest napięcie do stopnia mieszacza. Za pomocą kwarcu o f_{rez} = 5 666 kHz otrzymuje się pierwszą częstotliwość pośrednią w pobliżu 3 i 4 MHz dla pasma 14 MHz i 21 MHz. Po zastosowaniu kwarcu o f_{rez} = 8 500 kHz konwerter pracuje w pasmie 28 MHz. Dla każdego zakresu wymienia się także cewkę powielacza. Dane cewek są wyszczególnione w tablicy 14-5. Mieszacz zakończony jest wtórnikiem katodowym, dzięki

Tablica 14-5

Dane cewek dla układu z rys. 14-82

Częstotliwość MHz	$L_{1,2}$ korpus 5 mm, rdzeń ferrytowy	L_3 korpus 15 mm, rdzeń ferrytowy	L_4 korpus 15 mm, rdzeń ferrytowy
14	20 zw. ⌀ 0,1 mm	7 zw. ⌀ 0,5 mm	3 zw. ⌀ 0,5 mm
21	12 zw. ⌀ 0,1 mm	7 zw. ⌀ 0,5 mm	3 zw. ⌀ 0,5 mm
28	10 zw. ⌀ 0,1 mm	5 zw. ⌀ 0,5 mm	2 zw. ⌀ 0,5 mm

czemu osiąga się dobre dopasowanie do kabla koncentrycznego, który łączy konwerter z odbiornikiem. W przypadku stosowania wyskalowanego odbiornika możliwe jest dokładne określanie częstotliwości stacji odbieranej po uwzględnieniu częstotliwości kwarcu w heterodynie. Z konwerterem współpracuje dobrze ekranowany odbiornik o zakresie częstotliwości 2,5 MHz ÷ 4,5 MHz. Po uruchomieniu generatora kwarcowego dostraja się obwód anodowy do trzeciej harmonicznej kwarcu i kontroluje falomierzem. W mieszaczu, w obwód siatki włącza się w szereg z opornikiem 100 kΩ mikroamperomierz (miejsce oznaczone X) i za pomocą kondensatora dostrojczego C_s reguluje prąd siatki do poziomu 20 μA. Cewkę neutralizującą L_4 dostraja się do rezonansu z pojemnością C_{as} lewej triody wejściowej. Odłącza się opornik katodowy (obieg prądu w lampie przerwany), dostraja cewkę L_4 do minimum sygnału, zaś pozostałe L_1 i L_2 — do maksimum sygnału (wstępne wyrównanie) przez rozciąganie zwojów. Cewki układu kaskody i obwód wyjściowy konwertera są ekranowane.

14.21. Wysokosprawny odbiornik radiokomunikacyjny dla pasm amatorskich (wg SP5WW)

Odbiornik ten (rys. 14-83) zapewnia selektywność, czułość i stabilność nie ustępujące fabrycznym odbiornikom komunikacyjnym. Zastosowano w nim podwójną przemianę częstotliwości, przy czym drugi generator jest stabilizowany kwarcem. Przystosowany jest do odbioru sygnałów telegraficznych i fonicznych w pasmach amatorskich: 7 ÷

÷ 7,1 MHz, 14 ÷ 14,35 MHz, 21 ÷ 21,45 MHz i 28 ÷ 29,7 MHz. W stopniu wejściowym pracuje lampa 6 AC7 (*L*1) w układzie normalnego wzmacniacza w. cz. W obwodzie katodowym przewidziana jest wstępna regulacja wzmocnienia potencjometrem P_3. Antena sprzężona jest z obwodem siatkowym transformatorowo. Wypadkowa pojemność obwodu siatkowego składa się z kondensatora o stałej pojemności C_1 (ceramiczny) dobranego dla każdego zakresu, kondensatora zmiennego z izolacją powietrzną C_2 (strojonego osobną gałką), oraz jednej części zespołu kondensatorów zmiennych C_3, głównego organu strojeniowego odbiornika. W ten sposób zakresy są dobrze rozciągnięte na skali odbiornika, a obwód wejściowy można bardzo dokładnie dostroić do odbieranej częstotliwości kondensatorem C_2 — stosując dowolny typ anteny odbiorczej.

Wzmacniacz w. cz. sprzężony jest transformatorowo z mieszaczem pierwszej przemiany (lampa *L*2-6AC7). Zastosowano przemianę sumującą w obwodzie katodowym. Uzyskano dużą czułość przemiany, małe szumy i niewielkie wzajemne oddziaływanie obwodów strojonych mieszacza i heterodyny.

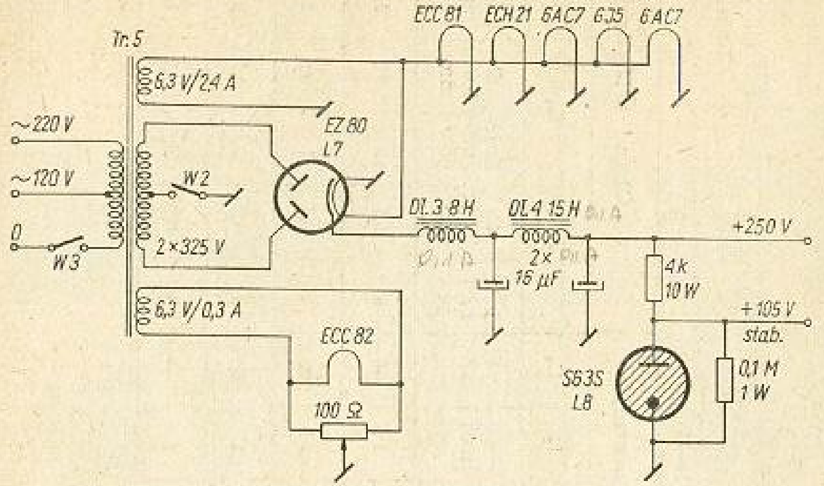
W generatorze heterodyny zastosowana jest lampa 6 J 5 pracująca w układzie Meissnera z transformatorowym sprzężeniem zwrotnym i zasilana stabilizowanym napięciem anodowym 105 V. Dodatkowe kondensatory dostrojcze C_7 i C_8 o pojemności 8 ÷ 50 pF w obwodach strojonych mieszacza i heterodyny ułatwiają ostateczne zestrojenie odbiornika. Sygnał o pierwszej pośredniej częstotliwości (1700 kHz) doprowadzony jest za pośrednictwem transformatora w. cz. *Tr* 1 do obwodu siatkowego drugiej przemiany z lampą ECH 21. Ze względu na duży poziom użytecznego sygnału w tym miejscu odbiornika, szumy własne wielosiatkowej lampy przemiany nie odgrywają praktycznie żadnej roli.

Heterodyna stopnia drugiej przemiany stabilizowana jest kwarcem 1600 kHz, co zapewnia dużą stabilność częstotliwościową tego stopnia. W wyniku mieszania powstaje druga częstotliwość pośrednia równa 100 kHz. Wzmocnienie mieszacza (części heksodowej) reguluje się potencjometrem P_1. W ten sposób ogranicza się wzmocnienie przy odbiorze silnych sygnałów, które mogą przesterować lampę mieszacza. W obwód anodowy mieszacza drugiej przemiany włączony jest trzyobwodowy filtr drugiej częstotliwości pośredniej (100 kHz), a z nim sprzężony detektor anodowy, to jest jedna trioda lampy *L*5 (1/2 ECC 82). Dodatnie sprzężenie zwrotne regulowane dodatkową cewką L_r odtłumia obwód siatkowy detektora. Punkt pracy detektora anodowego ustala się opornikiem katodowym 22 kΩ.

Ujemne napięcie na siatce detektora wynosi — 16,5 V. W stopniu BFO pracuje druga trioda lampy *L*5. Generator BFO pracuje w układzie ECO z dzielnikiem indukcyjnym. Sprzężenie BFO z detektorem odbywa się przez pojemność wewnętrzną lampy. BFO zasilane jest napięciem stabilizowanym i włączane za pomocą wyłącznika W_1. Jako wzmacniacz m. cz. pracuje druga lampa ECC 82. Stopień wyjściowy pracuje w układzie wzmacniacza dławikowego. Indukcyjność dławika wynosi około 10 H. Słuchawki włączone są poprzez kondensator 0,1 µF.

Zasilacz w układzie konwencjonalnym (rys. 14-84) dostarcza prądu 25 mA przy niestabilizowanym napięciu 250 V oraz prądu 27 mA przy stabilizowanym (przez lampę SG 3 S) napięciu 105 V. Przez lampę regulacyjną przepływa prąd około 12 mA. Zastosowano tu dwudławikowy filtr wygładzający. Napięcie zmienne na anodach lampy prostowniczej typu EZ 80 wynosi 2 × 325 V.

Transformator sieciowy zawiera dwa uzwojenia żarzeniowe 6,3 V. Lampę detektora anodowego zasila się z osobnego uzwojenia symetryzowanego potencjometrem 100 Ω (zmniejszenie przydźwięku we wstępnym



Rys. 14-84. Układ zasilacza odbiornika z rys. 14-83

stopniu m. cz.). Prąd pobierany przez poszczególne uzwojenia żarzeniowe wynosi więc 2,4 A i 0,3 A.

Konstrukcja odbiornika

Odbiornik zmontowano na płycie aluminiowej o grubości 2 mm w wykonaniu panelowym. Rys. 14-85 przedstawia jej kształt i wymiary oraz rozmieszczenie podzespołów odbiornika. Dla stopnia w. cz. i pierwszej przemiany wykonano osobną podstawę podzieloną na trzy części z umieszczonymi na nich kolejno: wzmacniaczem w. cz., mieszaczem, oraz heterodyną. Do przegródek dzielących umocowano płytki przełącznika zakresów (typ AGA 2 × 4 styki).

Cewki obwodów w. cz. nawinięte są na korpusach bakelitowych o średnicy 15 mm z rdzeniami proszkowanymi i pokryte klejem (styrofleks rozpuszczony w „tri"). Wraz z kondensatorami dostrojczymi są one umocowane do dodatkowych płytek gumoidowych. Dane cewek podane są w tablicy 14-6. Na płycie czołowej umieszczone są kolejno pokrętła: kondensatora zmiennego C_2, przełącznika zakresów, agregatu kondensatorów, potencjometrów P_1 i P_2 (P_2 jest ustawiony na stałe) oraz wyłączniki i gniazda słuchawkowe. Na osi agregatu kondensatorów strojeniowych (typu UKF, 3 × 17 pF) umocowane jest koło napędowe ⌀ 65 mm i wskazówka skali.

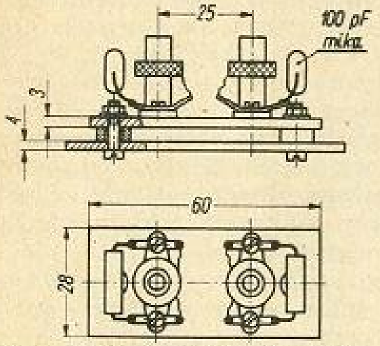
Transformator *Tr* 1 — nieekranowany — wykonany jest z dwóch średniofalowych cewek siatkowych obwodu wejściowego odbiornika „Pionier", z których odwinięto 10 ÷ 12 zwojów. Dobroć cewki wynosi około 120. Transformatory *Tr* 2 i *Tr* 3 wraz z obwodem BFO zawierają cztery cewki o indukcyjności 25 mH oraz jedną cewkę reakcyjną o indukcyjności 5 ÷ 7 mH. Cewki nawinięte są krzyżowo przewodem o średnicy 0,1 mm w emalii i jedwabiu oraz strojone rdzeniem o średnicy 8 mm.

Tablica 14-6

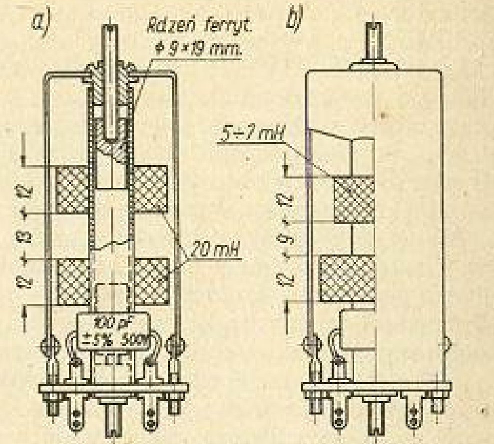
Dane cewek dla układu z rys. 14-83

Częstotliwość	Obwód wejściowy						Obwód pierwszej przemiany						Obwód heterodyny					
	L_1		L_2		l_2	C_1	L_3		L_4		l_2	C_6	L_5		L_6		l_2	C_9
MHz	ilość zwojów	Ø drutu mm	ilość zwojów	Ø drutu mm	mm	pF	ilość zwojów	Ø drutu mm	ilość zwojów	Ø drutu mm	mm	pF	ilość zwojów	Ø drutu mm	ilość zwojów	Ø drutu mm	mm	pF
7	8	0,1	17	0,3	2,5	90	7	0,1	17	0,3	3	90	6	0,1	13	0,3	3	85
14	$4\frac{1}{2}$	0,2	$7\frac{1}{2}$	0,5	3	95	5	0,2	$7\frac{1}{2}$	0,5	2,5	95	4	0,1	7	0,5	3	90
21	4	0,2	$4\frac{1}{2}$	0,6	2	80	3	0,2	$4\frac{1}{2}$	0,6	2	85	$3\frac{1}{6}$	0,2	$3\frac{5}{6}$	0,6	2	80
28	3	0,2	5	0,5	2	—	3	0,2	5	0,5	2	—	$2\frac{1}{2}$	0,2	$3\frac{2}{3}$	0,5	1,5	—

Kondensator równoległy 100 pF (mika lub ceramika) w obwodzie zapewnia rezonans przy częstotliwości 100 kHz, przy czym rdzeń wkręcony jest do połowy cewki. Szczegóły konstrukcyjne transformatorów przedstawione są na rys. 14-86 i rys. 14-87. Odczep cewki BFO znajduje się na



Rys. 14-86. Szczegóły konstrukcyjne transformatora pośr. cz. $Tr1$



Rys. 14-87. Szczegóły konstrukcyjne pośr. cz.: a) $Tr2$; b) $Tr3$

wysokości $\frac{1}{5}$ ilości zwojów od strony ziemi. Wszystkie transformatory ekranowane są kubkami aluminiowymi.

Uziemienia w obrębie każdego stopnia wzmocnienia w. cz. sprowadzone są do jednego punktu. Wszystkie przewody połączeniowe powinny być możliwie krótkie, a elementy umocowane do łączówek wsporczych.

Uruchomienie odbiornika

Na wstępie uruchamia się zasilacz i sprawdza wszystkie napięcia zasilające na lampach. Sprawdzenie wzmacniacza m. cz. nie sprawia trudności. Zestrojenie obwodów w. cz. i obwodów pośr. cz. wymaga użycia generatora sygnałowego z własną modulacją. W pierwszej kolejności zestraja się układ drugiej przemiany. Należy odłączyć obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego lampy detektora (bezpośrednie połączenie punktu $A - B$) na rys. 14-83, następnie przerwać zasilanie anodowego obwodu generatora kwarcowego, odłączyć pierwszą siatkę mieszacza drugiej przemiany ($L4$) od obwodu $Tr\ 1$ i dołączyć do masy poprzez opornik 50 kΩ. Do siatki tej doprowadza się teraz sygnał generatora o częstotliwości 100 kHz przez dodatkowy kondensator 100 pF. Oba potencjometry są wtedy ustawione w pozycji maksymalnego wzmocnienia. Manipulując rdzeniami cewek $Tr\ 2$ i $Tr\ 3$ uzyskuje się największy sygnał na wyjściu odbiornika. Z kolei przystępuje się do strojenia obwodów pierwszej częstotliwości pośredniej. Należy włączyć wszystkie uprzednio odłączone obwody, prócz cewki reakcyjnej, po czym sprawdza się działanie generatora kwarcowego, włączając woltomierz prądu stałego o zakresie $0 \div 10$ V w szereg z opornikiem 5 kΩ (punkt $C - D$). Przy działającym generatorze dotknięcie jego siatki sterującej powoduje większe wychylenie wskazówki woltomierza. Podobnie należy sprawdzić działanie heterodyny pierwszej przemiany. Transformator $Tr\ 1$ stroi się po doprowa-

dzeniu sygnału o częstotliwości 1700 kHz do siatki sterującej pierwszego mieszacza.

Pozostają do zestrojenia obwody w. cz. Najpierw ustala się częstotliwość pierwszej heterodyny w każdym z zakresów. Agregat kondensatorów strojeniowych należy całkowicie wkręcić i po ustawieniu kondensatora C_8 w połowie jego pojemności doprowadzić do siatki sterującej lampy pierwszej przemiany sygnał 7 MHz (odbiornik ustawiony na zakres 7 MHz). Teraz stroi się rdzeniem cewki L_6 aż do wystąpienia sygnału na wyjściu odbiornika. W ten sam sposób stroi się heterodynę na pozostałych zakresach. W każdym zakresie ustala się górną granicę pasma kondensatorem dostrojczym C_8. Obwody wejściowe w. cz., po uprzednim ustawieniu kondensatora dostrojczego C_7 i kondensatora C_2 na 70% pojemności, stroi się najpierw rdzeniami cewek L_4 i L_2, przy czym agregat główny kondensatorów powinien być całkowicie wkręcony. Następnie w górnej części pasma dostraja się obwody kondensatorem dostrojczym C_6 i kondensatorem C_2 do maksymalnego poziomu sygnału. Wszystkie te czynności strojeniowe należy wykonywać przy niewielkich amplitudach sygnału z generatora strojeniowego.

Teraz można włączyć obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego w stopniu detektora anodowego. Właściwe sprzężenie cewki reakcyjnej (przed progiem powstania oscylacji) dobiera się przesuwając ją w stosunku do cewki siatkowej aż do uzyskania największego wzmocnienia układu. Strojenie BFO ogranicza się do ustalenia częstotliwości o 1000 Hz większej od 100 kHz za pomocą rdzenia cewki L_{H}. Po zestrojeniu obwodów wszystkie rdzenie zabezpiecza się parafiną. Prawidłowo zestrojony odbiornik wykazuje czułość około 1 μV przy pomocy wyjściowej 25 mW na oporności 4 kΩ.

Lampy typu 6 AC 7 mogą być zastąpione lampami EF 85, lampy ECH 21 — lampami ECH 81, a triody 6 J 5 — miniaturowymi triodami EC 92.

Opisany odbiornik wykazał duże zalety, szczególnie przy DX-owej pracy telegraficznej i fonicznej.

14.22. Krótkofalowe odbiorniki bateryjne

Jeśli chodzi o zasadę działania, to krótkofalowe odbiorniki bateryjne nie odbiegają od odbiorników z lampami pośrednio żarzonymi napięciem z sieci elektroenergetycznej. Różnica uwidacznia się tylko w obwodach zasilania. Poza tym wydajność lamp bateryjnych w stosunku do sieciowych jest niewielka i tym się tłumaczy mniejsze wzmocnienie odbiorników bateryjnych przy tej samej liczbie stopni. Pewne trudności powstają w przypadku stosowania lamp bateryjnych w układach, w których czynny jest obwód katody na potencjale w. cz. Konieczne jest wtedy stosowanie dodatkowych dławików w obwodzie żarzenia lampy.

Krótkofalowe odbiorniki bateryjne to przeważnie proste układy o bezpośrednim wzmocnieniu. Wielolampowe układy z przemianą częstotliwości są mało ekonomiczne w zasilaniu.

Ostatnio w odbiornikach bateryjnych stosuje się coraz szerzej tranzystory. W ten bowiem sposób osiąga się większą ekonomię zasilania układu (jedno źródło zasilające o niskim napięciu przy niewielkim poborze prądu), miniaturyzację, większą trwałość i wytrzymałość na wstrząsy.

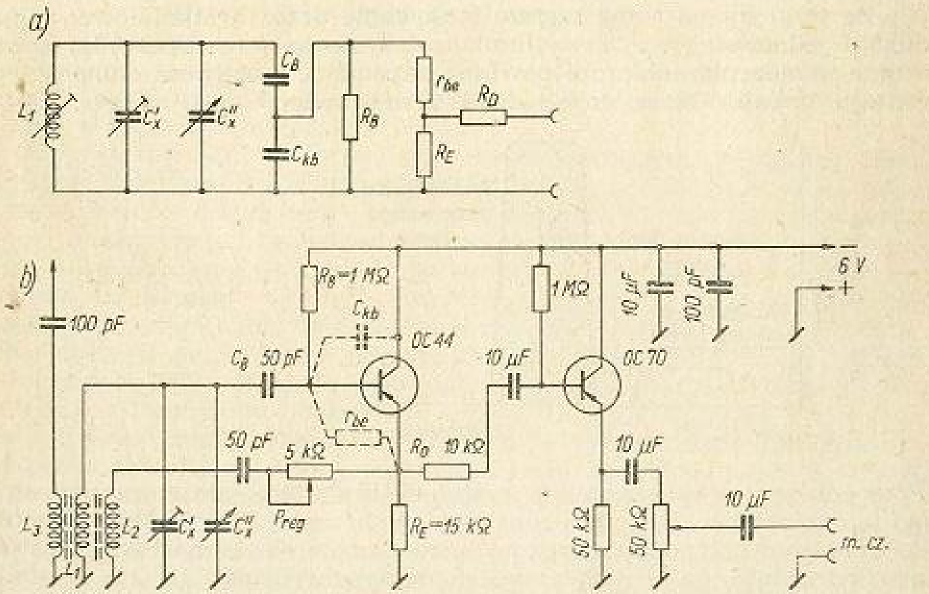
Spotyka się także odbiorniki mieszane: lampowo-tranzystorowe. Tranzystory pracują w nich przeważnie w członie m. cz. Przy stosowaniu tranzystorów o dużych częstotliwościach granicznych, można dojść do ekonomicznego odbiornika krótkofalowego z przemianą częstotliwości nie ustępującego pod względem wskaźników jakościowych najlepszym odbiornikom lampowym.

Tranzystorowy odbiornik O-V-1 na pasmo 3,5 MHz

Skonstruowanie dobrze działającego odbiornika z dodatnim sprzężeniem zwrotnym w oparciu o łatwo dostępne tranzystory w. cz. typu OC 44 lub OC 45 nastręcza w praktyce wiele trudności. Znikają one przy zastosowaniu w takim układzie tranzystorów dyfuzyjnych o dużej częstotliwości granicznej. Natomiast przy stosowaniu normalnych tranzystorów warstwowych występują dwie zasadnicze trudności. Przede wszystkim na częstotliwościach tego rzędu podstawową rolę w układzie wspólnego emitera zaczyna odgrywać pojemność kolektor-baza. Staje się ona obwodem pojemnościowego ujemnego sprzężenia zwrotnego z obwodu wyjściowego kolektora do obwodu bazy, co oczywiście osłabia wzmocnienie układu. Druga trudność polega na spadku cieplnej stabilności generatora tranzystorowego przy wzroście częstotliwości oraz jego amplitudy drgań.

Praca tranzystora w układzie wspólnego emitera zapewnia największe wzmocnienie mocy w stosunku do innych układów, często wygodniejszych z punktu widzenia pojemności szkodliwych (np. w układzie wspólnej bazy pojemność C_{kb} jest równoległa do obwodu wyjściowego tranzystora).

W układzie jednoobwodowego odbiornika tranzystorowego (rys. 14-88) szkodliwa pojemność C_{kb} stanowi część dzielnika pojemnościowego włą-



Rys. 14-88. Tranzystorowy odbiornik O-V-1: a) układ zastępczy obwodu strojonego; b) schemat odbiornika

czonego równolegle do głównego obwodu strojonego. Jednocześnie układ ten transformuje oporność wejściową tranzystora, zmniejszając obciąże-

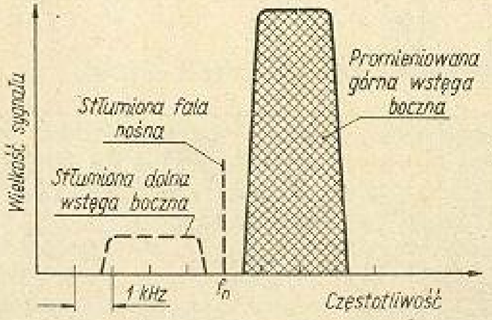
nie obwodu drgań. Oporność tę można dopasować przez dobór pojemności sprzęgającej. Suma szeregowych pojemności C_B i C_{kb} nie przekracza 100 pF i stanowi w tym układzie niestety minimalną pojemność obwodu drgań.

Krytyczne jest też dobranie oporności zespolonej jaką przedstawia cewka reakcyjna wraz z kondensatorem i potencjometrem sprzęgającym przy częstotliwości roboczej odbiornika. Oporność ta powinna być zbliżona do oporności wyjściowej generatora w odbiorniku tranzystorowym. Ilości zwojów cewki antenowej oraz reakcyjnej dobiera się zawsze mniejsze od ilości zwojów cewki głównego obwodu drgań, a to w celu zapewnienia oscylacji o częstotliwości zgodnej z f_{rez} obwodu głównego. Cewki są typu powietrznego.

W omawianym odbiorniku pracuje tranzystor o możliwie dużym wzmocnieniu prądowym w systemie wtórnika z uziemionym kolektorem, dzięki czemu uzyskuje się dużą oporność wejściową audionu. Prądy płynące przez tranzystor są niewielkie i nie powodują szkodliwego dla stabilności odbiornika nagrzewania się. Stopień małej częstotliwości za audionem pracuje w układzie wtórnika z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, w związku z czym uzyskuje się dużą oporność wejściową. Stopień małej częstotliwości sprzężony jest z audionem poprzez opornik oddzielający R_D. Duża oporność wejściowa stopnia zapobiega obniżeniu napięcia użytecznego m.cz. Potencjometr P_{reg} służy do regulacji głębokości reakcji przy odbiorze.

14.23. Odbiór w systemie modulacji jednowstęgowej (SSB)

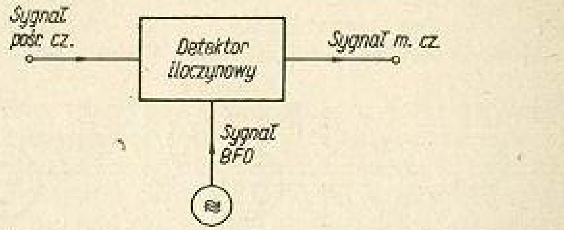
Ze względu na coraz szersze stosowanie przez krótkofalowców modulacji jednowstęgowej z wytłumioną falą nośną (tzw. SSB-A3a) nowoczesne urządzenia odbiorcze powinny zapewniać możliwość odbioru tego rodzaju emisji. Obraz emisji SSB przedstawiony jest na rys. 14-89.



Rys. 14-89. Obraz emisji SSB

Przy odbiorze w tym systemie modulacji brakującą falę nośną uzupełnia się w odbiorniku za pomocą lokalnego generatora. Przy ogólnej dążności do konstruowania odbiorczych urządzeń amatorskich możliwie prostych nie przewiduje się w nich urządzeń do synchronizacji BFO z częstotliwością wytłumionej fali nośnej. Rozwiązania takie są typowe dla urządzeń odbiorczych SSB służb telekomunikacyjnych. Z tej też przyczyny amatorskie emisje SSB mają wytłumioną falę nośną do — 20 dB i więcej. Częstotliwość odtwarzanej w odbiorniku fali nośnej powinna z dużą dokładnością odpowiadać częstotliwości wytłumionej fali nośnej stacji

nadawczej. Dokładność częstotliwości zamyka się w granicach ± 10 Hz (!). W tych granicach uzyskuje się jeszcze stosunkowo niezniekształcony odbiór fonii. Dodatkowy generator pracuje zwykle z pośrednią częstotliwością odbiornika. Stosuje się tu najczęściej układ lokalnego BFO odbiornika. Współpracuje on z dodatkowym urządzeniem, tzw. detektorem iloczynowym (rys.14-90).



Rys. 14-90. Układ blokowy detektora iloczynowego

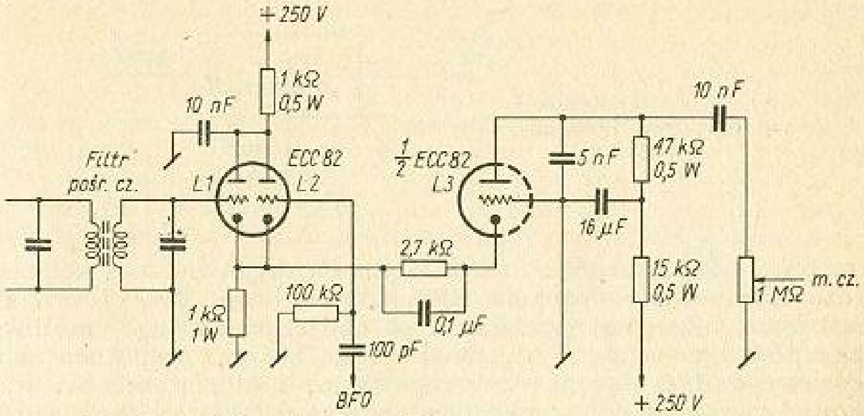
Warunek dużej stabilności drgań narzuca konieczność bardzo starannego wykonania BFO. Częstotliwość BFO powinna być przestrajana lub lepiej przełączana po obu stronach $f_{pośr}$; umożliwia to odbiór SSB z dowolnie wytłumioną wstęgą boczną. Amplituda napięcia wyjściowego BFO powinna być regulowana i kilkakrotnie większa od amplitudy sygnału odbieranego na wejściu detektora. Wymagana jest znaczna stabilność także heterodyny odbiornika (oczywiście przy podwójnej przemianie i drugiej heterodyny). Selektywność odbiornika musi odpowiadać przyjętej wstędze SSB, a przenoszona przez odbiornik wstęga przedstawiać szerokość 2,3 ÷ 3 kHz (spadek 6 dB) z płaskim przebiegiem charakterystyki w środku pasma. Charakterystyka przenoszenia odbiornika powinna się odznaczać dużą stromością krawędzi, odpowiadającą tłumieniu większemu od 60 dB.

Wzmacniacz m.cz. odbiornika powinien współpracować przy zwiększeniu selektywności całego układu, a więc przenosić pasmo 300 ÷ 3000 Hz. Ponieważ przy odbiorze A3a stosowanie ARW ze względu na brak fali nośnej nie jest możliwe, nieodzownej regulacji wzmocnienia dokonuje się ręcznie w stopniu wzmacniacza w.cz.

Do detekcji SSB może być użyty w najprostszym przypadku układ zwykłego detektora diodowego i BFO w zwykłym odbiorniku komunikacyjnym. Należy w tym celu — po odłączeniu ARW i BFO oraz zwężeniu wstęgi selektywności — ustawić wzmocnienie m.cz. na maksymalny poziom, a wzmocnienie w.cz. — na poziom minimalny. Zapewni to równość napięcia użytecznego sygnału pośr. cz. i napięcia z BFO w obwodzie detektora, warunkująca niezniekształcony odbiór SSB w tym układzie. Teraz dostraja się odbiornik do największej siły zniekształconego sygnału SSB i włącza BFO. W miarę powolnego przestrajania częstotliwości BFO, następuje odtwarzanie początkowo zniekształconej, a potem coraz bardziej „czystej” fonii o charakterystycznym wysokim tonie (efekt podobny do szybko przewijanej taśmy magnetofonowej z zapisem mowy ludzkiej). Przy dalszym strojeniu BFO ton modulacji obniża się aż do pełnej zrozumiałości przy niewielkich zniekształceniach. Jest to właściwy punkt pracy. Dalsze przestrajanie obniża ton modulacji aż do niskiego dudnienia, po czym ton wzrasta jednak już bez charakterystycznego miejsca czystego odbioru. Najbardziej czysty odbiór uzyskuje się ostatecznie przez dostrojenie odbiornika. Dostrojenie to powinno być bardzo dokładne.

W ten prosty sposób można zaimprowizować odbiór sygnałów SSB. Jest to sposób oczywiście daleki od doskonałości. Znacznie lepszy odbiór

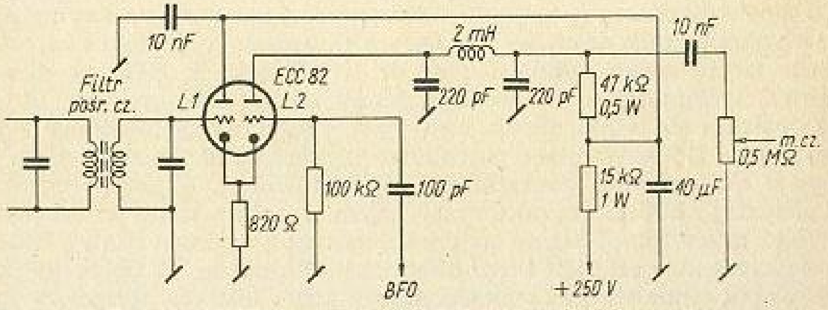
zapewnia stosunkowo prosty układ detektora iloczynowego (rys. 14-91). Detektor iloczynowy jest układem mieszacza, do którego doprowadza się z jednej strony sygnał pośr. cz., z drugiej zaś sygnał z BFO (rys. 14-95). Detektor iloczynowy, dzięki działaniu wzmacniającemu, zapewnia w pro-



Rys. 14-91. Układ detektora iloczynowego z trzema triodami

cesie demodulacji właściwy stosunek amplitud obu sygnałów.

Szerokie zastosowanie przy odbiorze SSB i CW znalazł prosty detektor iloczynowy (występujący w literaturze obcej pod nazwą „product detector") w układzie opracowanym przez W2CSY. Cechuje go niewielka podatność na modulację skrośną. Pracują w nim trzy triody dwóch lamp typu ECC 82. Czwartą triodę można dodatkowo wykorzystać jako wzmacniacz m.cz. lub nawet stopień BFO. Trioda *L*2 w układzie wtórnika katodowego sterowana jest napięciem z BFO o amplitudzie większej od 2 V. Trioda *L*1 otrzymuje sygnał sterujący około 0,3 V z końcowego obwodu wzmacniacza pośr. cz. odbiornika i pracuje także w układzie wtórnika katodowego. W obwodzie wyjściowym triody *L*3 pracującej jako wzmacniacz z uziemioną siatką otrzymuje się użyteczny sygnał m.cz. o ampli-



Rys. 14-92. Uproszczony układ detektora iloczynowego

tudzie około 0,5 V. W stopniu tym następuje proces mieszania. Opornik w obwodzie katody zwiększa wartość ujemnego napięcia siatki sterującej, konieczną dla liniowej pracy układu.

Uproszczony układ detektora iloczynowego z jedną podwójną triodą przedstawiony jest na rys. 14-92. Sygnał z BFO dostarcza ujemnego napięcia polaryzacji dla siatki sterującej triody *L*2 stopnia mieszacza dzięki przepływowi prądu siatki przez opornik 100 kΩ.

Obwód wyjściowy mieszacza zawiera układ filtrujący w. cz. w postaci dławika w. cz. o indukcyjności 2 mH i dwóch kondensatorów o pojemności 220 pF.

Tego typu detektory włącza się w układ odbiornika równolegle do detektora diodowego. W zależności od rodzaju odbieranego sygnału (A3a, A1, lub A3) przełącza się obwód m.cz. po stronie wyjściowej układów detektorowych.

Poza odbiorem SSB detektor iloczynowy umożliwia odbiór sygnałów dwuwstęgowych A3 z tzw. podwyższoną falą nośną. Ten system odbioru zmniejsza zniekształcenia towarzyszące selektywnemu zanikowi i zapewnia dla fali nośnej silniejsze wzmocnienie niż dla wstęg bocznych. (Przy selektywnym zaniku poziom fali nośnej spada poniżej poziomu wstęg bocznych).

Dużą przydatność wykazuje detektor iloczynowy także w odbiorze telegraficznym. Normalnie stosowane układy, zdudniające częstotliwość BFO z sygnałem pośr. cz. w obwodzie detektora diodowego, obciążone są szeregiem wad, jak np.:

— duży poziom szumów wzrastający w miarę zwiększenia amplitudy sygnału BFO,

— trudność dobrania amplitudy BFO zawsze równej amplitudzie użytecznego sygnału pośr. cz.,

— wpływ napięcia BFO na obwody ARW, zmniejszający ogólną czułość odbiornika.

Dzięki dużej liniowości charakterystyki detektora iloczynowego otrzymuje się po zmieszaniu w nim obu sygnałów akustyczny sygnał użyteczny z małą zawartością szumów i zniekształceń. Oddziaływanie na obwody pośredniej częstotliwości ze strony BFO jest także znacznie osłabione.

15. UKŁADY ZASILAJĄCE

15.1. Uwagi ogólne

Układy zasilające dostarczają odpowiednich napięć do wszelkich obwodów urządzeń nadawczych i odbiorczych. Ze względu na źródło czerpanej energii elektrycznej rozróżnia się:

— sieciowe urządzenia zasilające (sieć jednofazowa 50 Hz),

— bateryjne urządzenia zasilające (baterie suchych ogniw i akumulatory).

Najczęściej stosuje się zasilanie sieciowe. Zasilanie bateryjne jest typowe dla urządzeń przenośnych i przewoźnych, zazwyczaj o mniejszej mocy.

Podstawową częścią składową każdego zasilacza sieciowego jest układ prostowniczy, przekształcający zmienne napięcie o częstotliwości 50 Hz na napięcie stałe. Zasilacz sieciowy dostarcza również obniżonego napięcia zmiennego dla obwodów żarzenia.

15.2. Prostownik jednopołówkowy, jednokierunkowy

Najprostszym układem prostowniczym i najczęściej stosowanym w urządzeniach nadawczo-odbiorczych o niewielkiej mocy i pobieranym prądzie rzędu 50 mA jest prostownik jednopołówkowy, jednokierunkowy (rys. 15-1a). Częstotliwość podstawowej harmonicznej napięcia tętnień równa jest w tym układzie częstotliwości sieci; układ wymaga więc dość rozbudowanego, a więc i kosztownego przy większych prądach — układu filtrującego. Prostowniki jednopołówkowe spotykane są często w systemach zasilania bez transformatora sieciowego. Układy beztransformatorowe nie są zalecane do stosowania w urządzeniach krótkofalowych, a to ze względu na trudność zrealizowania odpowiedniego uziemienia. Średni prąd wyprostowany przez element prostowniczy (zawór) jest równy prądowi obciążenia zasilacza I_0. Ważne jest określenie amplitudy czynnego napięcia wstecznego na zaworze prostownika. Wynosi ona w przybliżeniu dla prostownika jednopołówkowego

$$U_{wst} \approx 3\, U_0$$

przy czym:

U_{wst} — napięcie wsteczne (napięcie na zaciskach elementu prostowniczego w chwili nieprzewodzenia prądu),

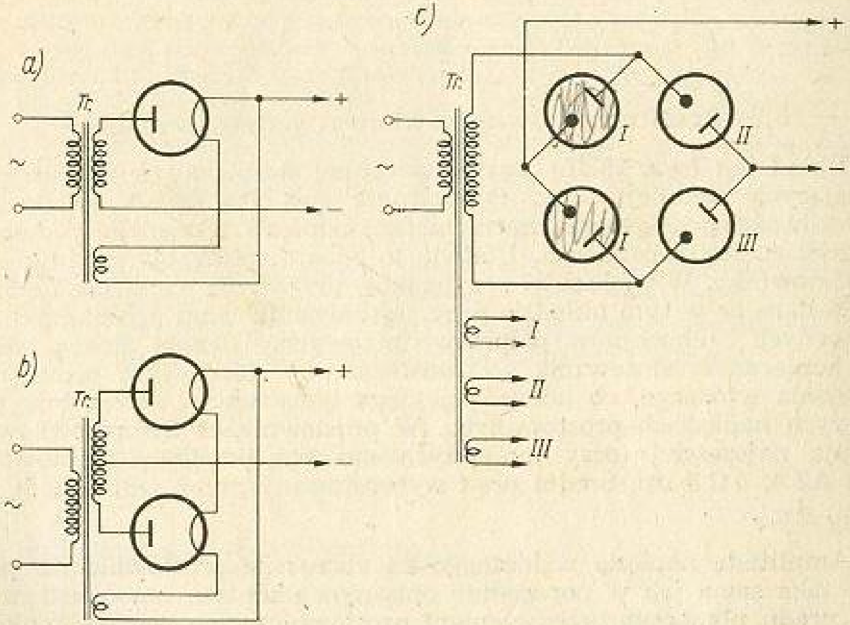
U_0 — wyprostowane napięcie stałe na wyjściu prostownika.

Jako element prostowniczy można stosować lampę próżniową — diodę, diodę półprzewodnikową selenową lub germanową, a przy większych prądach — diodę gazowaną.

Element prostowniczy dobiera się pod względem amplitudy płynącego przez niego prądu. Amplitudę tę określa się w przypadku prostownika jednopołówkowego jako

$$i_{2max} \approx (5 \div 7)\, I_0$$

Drugim czynnikiem decydującym przy wyborze elementu prostowniczego jest obliczone uprzednio napięcie wsteczne. Jeśli napięcie wsteczne



Rys. 15-1. Układ prostownika: a) jednopołówkowy; b) dwupołówkowy; c) mostkowy

przekracza dopuszczalną wartość dla pojedynczego elementu prostowniczego, stosuje się szeregowe połączenie większej liczby elementów. Przy stosowaniu diod półprzewodnikowych zaleca się bocznikowanie każdej z nich opornikiem 100 kΩ. Oporniki równoległe powodują równomierny rozkład zwrotnego napięcia wzdłuż szeregowego łańcucha elementów prostowniczych.

Ponieważ element prostowniczy zasilany jest najczęściej z transformatora sieciowego, konieczne jest jeszcze określenie charakterystycznych dla niego wielkości, a mianowicie:

— napięcie skuteczne wtórnego uzwojenia transformatora

$$U_2 \approx (1 \div 1{,}2)U_0$$

— prąd skuteczny wtórnego uzwojenia

$$I_2 \approx (2 \div 2{,}2)I_0$$

— prąd skuteczny pierwotnego uzwojenia

$$I_1 \approx p(1{,}7 \div 1{,}9)I_0$$

(p — przekładnia zwojowa transformatora).

Można jeszcze określić napięcie skuteczne tętnień na pierwszym kondensatorze filtru prostownika. Wynosi ono w przybliżeniu

$$U_{tc1} \approx 4{,}5 \quad \frac{I_0\,[\mathrm{mA}]}{C_1\,[\mu\mathrm{F}]}$$

Pozostaje do określenia najmniejsza wartość pojemności pierwszego kondensatora filtru. W przybliżeniu będzie ona równa

$$C_1 = \frac{62\,800\, I_0}{U_0}$$

gdzie:

C_1 — w μF, I_0 — w A, U_0 — w V.

15.3. Prostownik dwupołówkowy, jednokierunkowy

Układ ten (rys. 15-1b) jest powszechnie stosowany w urządzeniach zasilających średniej mocy. Popularność swą zawdzięcza zwiększeniu częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia tętnień do podwójnej wartości częstotliwości sieci. Ułatwia to znacznie filtrację prądu stałego w prostowniku. W większości przypadków urządzenia nadawcze i odbiorcze zasilane są w tym układzie przy zastosowaniu lamp próżniowych lub gazowanych i elementów półprzewodnikowych. Ujemną stroną układu jest konieczność stosowania w transformatorze sieciowym podwójnego uzwojenia wtórnego, co komplikuje jego konstrukcję, szczególnie przy wyższych napięciach prostowanych. W prostownikach dwupołówkowych pracują najczęściej (przy mniejszych mocach) duodiody prostownicze typu AZ 4, 5 C 3 itp. Średni prąd wyprostowany przez jedną diodę jest równy $\frac{I_0}{2}$.

Amplituda napięcia wstecznego na elemencie prostowniczym pozostaje taka sama jak w poprzednio opisanym układzie, natomiast amplituda prądu płynącego przez element prostowniczy ma wartość mniejszą

$$i_{2max} \approx (3 \div 3{,}5)\, I_0$$

Podobnie jak poprzednio można określić:

— napięcie skuteczne wtórnego uzwojenia transformatora:

$$U_2 \approx (1 \div 1{,}1)\, U_0$$

— prąd skuteczny wtórnego uzwojenia

$$I_2 \approx (1 \div 1{,}2) I_0$$

— prąd skuteczny pierwotnego uzwojenia

$$I_1 \approx p(1{,}2 \div 1{,}6) I_0$$

Napięcie tętnień (skuteczne) na pierwszym kondensatorze filtru jest równe

$$U_{tc1} \approx 1{,}7 \frac{I_0}{C_1}$$

gdzie:

I_0 — w mA, a C_1 — w μF

a minimalna pojemność kondensatora C_1 (w mikrofaradach):

$$C_1 \approx \frac{31400 \cdot I_0}{U_0}$$

gdzie:

I_0 — w A, U_0 — w V.

15.4. Prostownik dwupołówkowy, dwukierunkowy (mostkowy)

Prostownik ten (rys. 15-1c) spotykany jest w urządzeniach zasilających większej mocy, a najczęściej w urządzeniach, w których funkcję elementów prostujących spełniają diody półprzewodnikowe. Układ wymaga bowiem trzech niezależnych, dobrze izolowanych uzwojeń żarzenia lamp prostowniczych, co oczywiście komplikuje konstrukcję transformatora sieciowego. W porównaniu z prostownikiem dwupołówkowym jednokierunkowym układ mostkowy jest korzystniejszy; wymaga bowiem o połowę mniejszego napięcia uzwojenia wtórnego (pojedyncze napięcie). Także przy tej samej mocy wyprostowanej wymiary transformatora sieciowego dla układu mostkowego są mniejsze. W przypadku układu mostkowego średni prąd wyprostowany przez element prostowniczy jest równy $\frac{I_0}{2}$, natomiast amplituda napięcia wstecznego na elemencie prostowniczym zmniejsza się o połowę do wartości

$$U_{wst} \approx 1{,}5\, U_0$$

Pozwala to stosować popularne lampy prostownicze do prostowania stosunkowo znacznych napięć użytecznych. Amplituda prądu płynącego przez lampę jest taka jak w zwykłym układzie dwupołówkowym. Napięcie wtórnego uzwojenia transformatora sieciowego wynosi:

$$U_2 \approx (1 \div 1{,}2)\, U_0$$

Prąd skuteczny uzwojenia wtórnego

$$I_2 \approx (1{,}4 \div 1{,}7)\, I_0$$

Prąd skuteczny uzwojenia pierwotnego

$$I_1 \approx p(1{,}2 \div 1{,}6)\, I_0$$

Napięcie tętnień na kondensatorze C_1

$$U_{tc1} \approx 1{,}7 \frac{I_0}{C_1}$$

gdzie:

I_0 — w mA, C_1 — w μF.

Najmniejsza pojemność kondensatora (w mikrofaradach)

$$C_1 = \frac{31400\, I_0}{U_0}$$

gdzie:

I_0 — w A; U_0 — w V.

W układzie mostkowym należy stosować elementy prostownicze o małej oporności wewnętrznej, np. gazotrony, a to ze względu na zwiększenie się oporności wewnętrznej prostownika do wartości

$$R_{we} = 2\, r_d + r_t$$

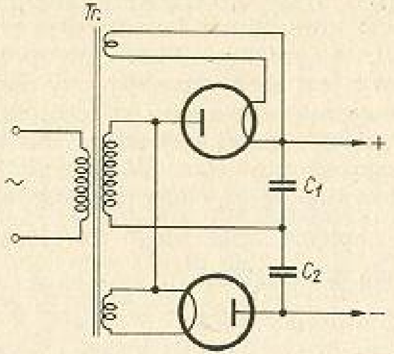
przy czym:

r_d — oporność wewnętrzna diody,

r_t — oporność uzwojenia transformatora.

15.5. Prostownik z podwajaniem napięcia

Układ ten (rys. 15-2) zapewnia uzyskanie stałego podwyższonego napięcia wyjściowego o wartości w przybliżeniu podwojonej. Ponieważ efekt ten uzależniony jest od ilości energii elektrycznej zmagazynowanej



Rys. 15-2. Układ prostownika z podwajaniem napięcia

w kondensatorach układu, stosuje się tu możliwie duże pojemności, najczęściej kondensatory elektrolityczne. Ze względu na ograniczone napięcie robocze tego rodzaju kondensatorów (do około 500 V) należy je łączyć szeregowo i zastosować równolegle do nich przyłączone oporniki wyrównawcze. Podwajacz napięcia można traktować jako szeregowe połączenie dwóch jednopołówkowych prostowników, dostarczających napięcia do poszczególnych kondensatorów układu. Tego rodzaju układ lampowy wymaga stosowania dwóch wzajemnie izolowanych uzwojeń żarzeniowych. Częstotliwość tętnień odpowiada częstotliwości zwykłego prostownika dwupołówkowego. Średni prąd wyprostowany przez element prostowniczy wynosi I_0, a amplituda napięcia wstecznego 1,5 U_0. Przez element prostujący przepływa taki prąd jak przy prostowaniu jednopołówkowym. Natomiast napięcie uzwojenia wtórnego wynosi

$$U_2 \approx (0{,}5 \div 0{,}6)\, U_0$$

Prąd skuteczny uzwojenia wtórnego

$$I_2 \approx (2{,}8 \div 3{,}4)\, I_0$$

a prąd skuteczny uzwojenia pierwotnego

$$I_1 \approx p(2{,}4 \div 2{,}7)\, I_0$$

Ostatecznie napięcie skuteczne tętnień wyniesie:

$$U_{tc1} \approx 3\,\frac{I_0}{C_1}$$

gdzie:

I_0 — w mA, C_1 — w μF.

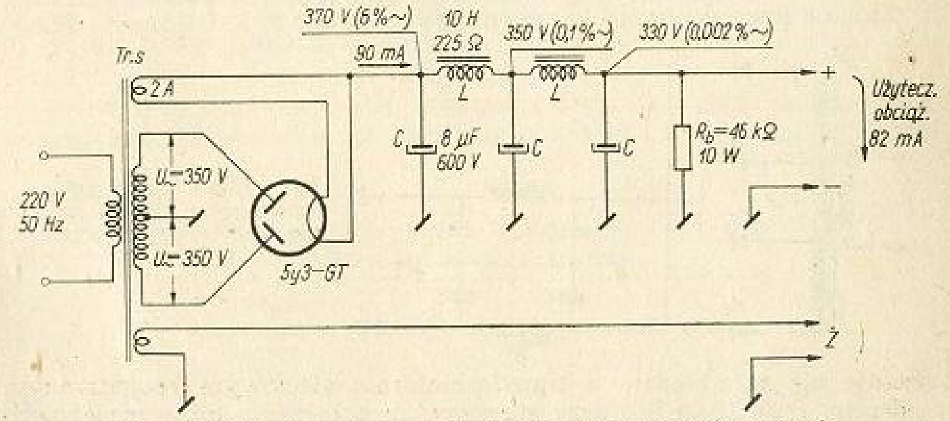
Pojemność kondensatorów podwajacza napięcia można w przybliżeniu określić z zależności

$$C_1 = C_2 = \frac{125\, I_0}{U_0}$$

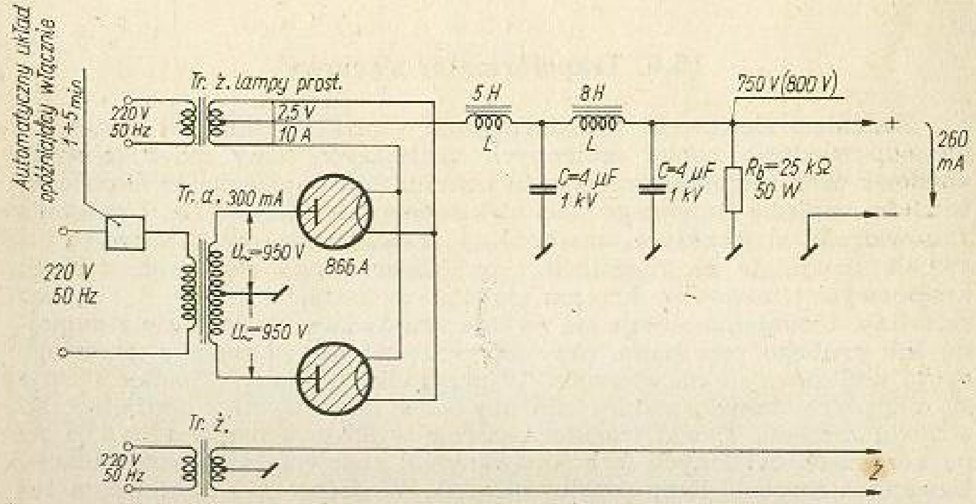
gdzie:

I_0 — w A, U_0 — w V.

W układach prostowniczych małej mocy stosuje się ostatnio prócz lamp bezpośrednio żarzonych lampy pośrednio żarzone typu EZ 80, EY 81 itp. Szczególnie korzystne jest stosowanie telewizyjnych diod usprawniających (tzw. booster diode). Są one przeznaczone do pracy przy znacznych napięciach zwrotnych, a ich katody cechuje znaczna wydajność prądowa. Są to diody pojedyncze. Wykorzystanie lamp pośrednio żarzonych zapobiega wzrostowi napięcia na kondensatorach filtru w momencie włączenia układu, tj. gdy prąd pobierany przez zasilane urządzenie wskutek zimnych grzejników lamp jest niewielki (wyłącznie prąd dzielników oporowych itp.). W przypadku, gdy zasilacz dostarcza napięcia zaraz po włączeniu go do sieci (lampy bezpośrednio żarzone), stosuje się automatyczne układy opóźniające włączenie wysokiego napięcia, lub też wyłączniki ręczne. Opóźnienie wynosi od 1 ÷ 5 minut. Szczególnie starannego podgrzania przed pracą wymagają lampy gazowane (gazotrony) wypełnione parą rtęci pod niskim ciśnieniem. Są one bardzo wygodne przy prostowaniu większych napięć i prądów, a to ze względu na znaczną wytrzymałość napięciową i bardzo niewielką oporność wewnętrz-



Rys. 15-3. Prostownik dwupołówkowy z lampami próżniowymi

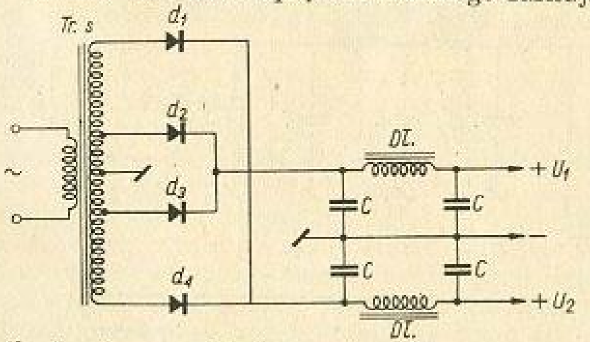


Rys. 15-4. Prostownik dwupołówkowy z lampami gazowanymi

ną (spadek napięcia na lampie rzędu 15 V). Gazotrony umożliwiają prostowanie napięć rzędu kilowoltów przy prądach 0,5 ÷ 3 A. Wyładowania gazowe wewnątrz lampy powodują znaczne zakłócenia w.cz., które należy usuwać za pomocą układów filtrujących w obwodach anodowych prostownika i od strony sieci zasilającej. W przypadku prostowników selenowych stosuje się zwykle szeregowe połączenie wielu płytek (pojedynczy element można włączać na napięcie co najwyżej 12 ÷ 15 V). Najlepsze wyniki daje wykorzystanie w prostych nadajnikach i odbiornikach jako elementów prostowniczych germanowych diod warstwowych lub diod krzemowych. Płynąca stąd korzyść wyraża się w oszczędności na uzwojeniach żarzenia. Ze względu na niewielki zakres dopuszczalnej temperatury maksymalnej (około 70 °C) elementy prostownicze półprzewodnikowe należy szczególnie dobrze chłodzić. Diody krzemowe są pod tym względem bardzo wytrzymałe.

Układy prostownicze z lampami gazowanymi powinny współpracować z filtrami o wejściu indukcyjnym. Przykładem typowego prostownika w układzie dwupołówkowym z lampami próżniowymi jest układ z rys. 15-3, a z popularnymi gazotronami typu 866 A — układ z rys. 15-4.

Zmianę wartości napięcia zmiennego zasilającego układ prostowniczy



Rys. 15-5. Układ prostowniczy o dwóch napięciach wyjściowych

uzyskuje się w układzie z transformatorem sieciowym zaopatrzonym w odczepy (rys. 15-5) lub przy szeregowym połączeniu kilku mniejszych transformatorów.

15.6. Transformator sieciowy

Zadaniem sieciowego transformatora w prostowniku jest dostarczenie odpowiednich napięć zmiennych zasilających dany układ (obwody anodowe oraz żarzenia) przez podwyższenie lub obniżenie do określonej wartości napięcia zmiennego sieci elektroenergetycznej 50 Hz. Uzwojenia stosowanych w praktyce amatorskiej transformatorów sieciowych są zwykle nawinięte na rdzeniach typu płaszczowego złożonych z blach krzemowych (zawartość krzemu do 4%) w kształcie litery E i I, bez szczeliny. Uzwojenia nawija się zwykle warstwowo na korpusie z gumoidu lub grubego preszpanu, przy czym uzwojenie żarzenia z grubszego drutu umieszcza się na wierzchu. W przypadku większych napięć stosuje się oddzielne transformatory dla obwodów anodowych i oddzielne dla obwodu żarzenia. Cewki transformatorów wysokiego napięcia nawija się na korpusach dzielonych (sekcjonowanych); zapewnia to lepszą izolację. Uzwojenia żarzenia lamp prostowniczych, w odróżnieniu od uzwojeń żarzenia lamp układu nadawczego, wymagają szczególnie dobrej izolacji;

w stosunku do uzwojenia wysokiego napięcia i do rdzenia, powinna ona zapewnić wytrzymałość napięciową równą trzykrotnej wartości stałego napięcia wyprostowanego. Zaleca się stosowanie oddzielnego transformatora sieciowego dla obwodu prostownika zasilającego stopnie sterujące nadajnika. Stopień końcowy nadajnika najlepiej jest zasilać z osobnego prostownika z niezależnym transformatorem sieciowym. W ten bowiem sposób usuwa się wzajemny wpływ nierównomiernego obciążenia poszczególnych obwodów zasilacza występujący przy stosowaniu wspólnego transformatora sieciowego.

Zaprojektowanie transformatora sieciowego do zasilacza wymaga uprzedniego obliczenia prądów i napięć poszczególnych uzwojeń w dostosowaniu do przyjętego układu prostującego. Moc pobieraną przez układy poszczególnych rodzajów prostowania można określić na podstawie następujących zależności:

— dla prostowania jednokierunkowego

$$P_2 = 0{,}95\,U_2I_2$$

— dla prostowania dwupołówkowego

$$P_2 = 1{,}7\,U_2I_2$$

— dla prostownika mostkowego

$$P_2 = U_2I_2$$

Przyjmując, że sprawność transformatora $\eta_{tr} = 0{,}85$ (tablica 15-1) i uwzględniając pozostałe obwody zasilające prądu zmiennego (żarze-

Tablica 15-1

Sprawność transformatorów małej mocy η_{tr} oraz zalecana indukcja w rdzeniu

Moc przenoszona przez transformator VA	Sprawność η_{tr} %	Indukcja B kGs
3 ÷ 10	60 ÷ 70	5 ÷ 6
10 ÷ 25	70 ÷ 80	7
25 ÷ 50	80 ÷ 85	8
50 ÷ 100	85 ÷ 90	10
powyżej 100	90	11 ÷ 12

nie itp.), można określić moc przenoszoną przez transformator jako sumę

$$P = 1{,}15\,(P_2 + P_3 + P_4 + \ldots).$$

Znając wartość przeniesionej mocy można obliczyć wielkość przekroju rdzenia $Q_ż$ transformatora z przybliżonego wzoru

$$Q_ż = 1{,}2\sqrt{P}$$

gdzie:

$Q_ż$ — w cm², P — w VA.

Po wybraniu odpowiedniego rdzenia łatwo już jest obliczyć ilość zwojów przypadającą na jeden wolt napięcia w poszczególnych uzwojeniach, w oparciu o wzór

$$n = \frac{42}{Q_ż}$$

Wzór ten jest słuszny, jeśli indukcja w rdzeniu B wynosi 12 kGs, a częstotliwości sieci — 50 Hz.

Uzwojenie pierwotne transformatora (sieciowe) będzie zatem zawierało

$$n_1 = U_1 n$$

zwojów, przy czym U_1 — napięcie sieci.

Ilość zwojów dla poszczególnych uzwojeń wtórnych określa się (uwzględniając współczynnik kompensacji spadku napięcia K_k według tabl. 15-2)

Tablica 15-2

Wartość współczynnika kompensacji spadku napięcia K_k

Moc transform. VA	K_k —
10	1,25
25	1,18
50	1,12
100	1,09
250	1,05
500	1,04
1000	1,025

$$n_2 = K_k\, n U_2$$

$$n_3 = K_k\, n U_3$$

$$n_4 = K_k\, n U_4 \ldots \text{itd.}$$

Pozostaje obliczenie średnicy przewodów na poszczególne uzwojenia. Średnica przewodów uzależniona jest od wartości prądu płynącego przez uzwojenie. W warunkach amatorskich nie powinno się przekraczać poniższej wartości gęstości prądu j w uzwojeniach

$$j = 2{,}5 \div 3{,}5 \text{ A/mm}^2$$

Po wyznaczeniu skutecznej wartości prądu (w amperach) w uzwojeniu pierwotnym

$$I_1 = \frac{P_2}{\eta_{tr} U_1}$$

gdzie:

P_2 — w VA, U_1 — w V

średnice przewodów poszczególnych uzwojeń będą następujące

$$d_1 = 1{,}13\sqrt{\frac{I_1}{j}}$$

$$d_2 = 1{,}13\sqrt{\frac{I_2}{j}}$$

$$d_3 = 1{,}13\sqrt{\frac{I_3}{j}} \ldots \text{itd.}$$

przy czym:

I — w A, j — w $\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$, d — w mm.

W końcu można jeszcze obliczyć skuteczną wartość prądu (w amperach) w uzwojeniu pierwotnym przy biegu jałowym transformatora

$$I_1 \approx \frac{0{,}097 \cdot Q_{\dot{z}}\, l_{\dot{z}}}{U_1}$$

przy czym:

$Q_{\dot{z}}$ — przekrój rdzenia, w cm²;
$l_{\dot{z}}$ — długość drogi magnetycznej, w cm;
U_1 — napięcie sieci, w V.

Znając wartość jałowego prądu transformatora (tabl. 15-3) można sprawdzić jego jakość wykonania po nawinięciu uzwojeń i złożeniu

Tablica 15-3

Wartość prądu w uzwojeniu pierwotnym przy biegu jałowym

Moc transformatora VA	I_1 w mA przy $U_1 = 220$ V
20 ÷ 40	30 ÷ 60
40 ÷ 80	40 ÷ 100
80 ÷ 120	70 ÷ 180

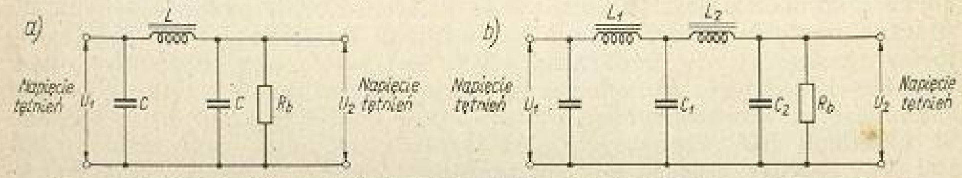
rdzenia. Jeśli pomiędzy obliczoną wartością prądu a wartością rzeczywistą (zmierzoną miliamperomierzem prądu zmiennego) występuje duża rozbieżność, oznacza to, że transformator może mieć zwarcie w uzwojeniu lub źle złożony rdzeń. Powyższy wzór na prąd przy biegu jałowym jest słuszny, jeśli zastosowano blachy krzemowe 4% Si o grubości 0,35 mm.

W uproszczony sposób można obliczyć transformator sieciowy, posługując się nomogramem (załącznik 15). Jest on słuszny w odniesieniu do mocy przenoszonych rzędu kilkuset VA.

15.7. Filtry wygładzające tętnienia

Na wyjściu układu prostowniczego występuje pokaźne napięcie tętnień. Amplitudę tętnień w wyprostowanym napięciu stałym określa się zwykle w procentowym stosunku do wartości napięcia stałego. Dla obwodów zasilania poszczególnych urządzeń odbiorczych i nadawczych dopuszczalna jest różna zawartość procentowa tętnień, A więc np.:

— dla przeciwsobnych wzmacniaczy mocy m.cz. — 0,5 ÷ 1%
— dla pojedynczego wzmacniacza mocy m.cz. — 0,1 ÷ 0,5%
— dla stopni wzmacniaczy wstępnych m.cz. i w.cz. — 0,1 ÷ 0,05%
— dla stopni mieszaczy — 0,005 ÷ 0,001% itd.



Rys. 15-6. Układ filtru wygładzającego tętnienia: a) pojedynczy; b) podwójny

Do usuwania tętnień stosuje się mniej lub więcej rozbudowany układ filtrujący. Filtry składają się z pojedynczych ogniw zawierających:

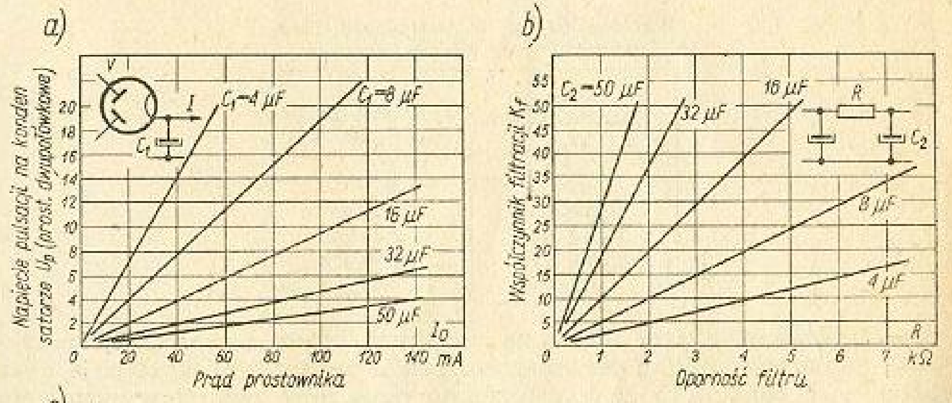
— indukcyjność i pojemność,

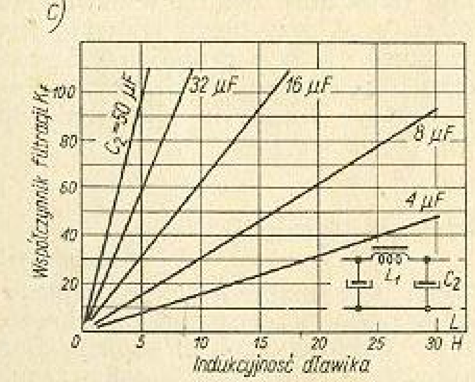
— oporność i pojemność.

Zdolność wygładzania przez ogniwo filtru określa współczynnik filtracji, który jest stosunkiem

$$K_f = \frac{U_1}{U_2} \qquad \text{(rys. 15-6)}$$

Współczynnik filtracji dla poszczególnych wartości pojemności filtru w obu układach (*LC* i *RC*) łatwo można wyznaczyć z wykresów na rys. 15-7.

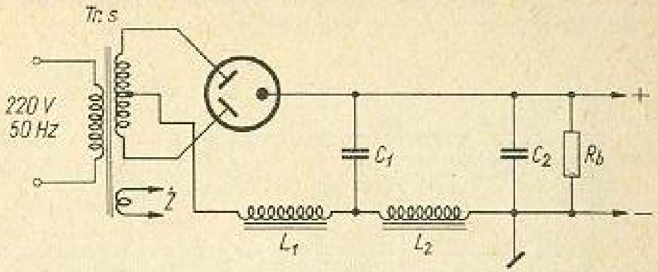




Rys. 15-7. Wykresy do wyznaczania elementów filtrów wygładzających: a) pierwszy kondensator filtru; b) człon filtru *RC*; c) człon filtru *LC*

Filtry zawierające indukcyjność stosuje się do wygładzenia większych prądów (powyżej 20 mA). Człony filtrujące *RC* nadają się do obwodów zasilających niewielkim prądem stopnie wstępne nadajnika lub odbiornika. W filtrach do urządzeń nadawczych występują znaczne napięcia i konieczne jest tu stosowanie kondensatorów przewidzianych na znaczne napięcie pracy. Z tego też względu pojemność tych kondensatorów zazwyczaj nie przekracza 4 μF. Są to elementy dość kosztowne i trudne do zdobycia, dlatego też często wykorzystuje się łatwiej dostępne kondensatory elektrolityczne o dużej pojemności, łącząc je szeregowo. W układach *RC* pracujących przeważnie przy napięciach niższych od 500 V z reguły stosuje się kondensatory elektrolityczne. Skuteczność wygładzania zwiększa się w miarę wzrostu indukcyjności i pojemności filtru. W urządzeniach zasilających wyłącznie nadajniki wysokim napięciem anodowym praktykuje się włączanie dławika od strony ujemnego bieguna zasilacza (rys. 15-8). W ten sposób łagodzi się wymagania dotyczące izolacji uzwojenia dławika w stosunku do rdzenia (zwykle uziemionego). Oporniki w filtrach *RC* są przeważnie drutowe o znacznej obciążalności. W filtrach *LC* podstawowe znaczenie ma dławik pracujący w obwodzie prądu stałego, a więc przy wstępnym magnesowaniu rdzenia. Z tego też względu złożony rdzeń ma szczelinę powietrzną.

Rys. 15-8. Dławiki w obwodzie ujemnego bieguna zasilacza



Indukcyjność dławika łatwo jest obliczyć, stosując wzór

$$L_d = \frac{0{,}4\,\pi\,\mu_d\,Q_ż\,n_d^2\,10^{-8}}{l_ż}$$

w którym:

$Q_ż$ — przekrój rdzenia, w cm^2;
n_d — ilość zwojów,
$l_ż$ — długość drogi magnetycznej w rdzeniu, w cm;
μ_d — przenikalność magnetyczna wyznaczona z rys. 6-18 dla iloczynu $L_d \cdot I^2_0 \cdot 10^4$, gdzie I_0 — natężenie prądu stałego magnesującego rdzeń dławika.

Ilość zwojów przy określonej indukcyjności wyniesie więc

$$n_d = 10^4 \sqrt{\frac{L_d \cdot l_ż}{0{,}4\,\pi\,\mu_d\,Q_ż}}$$

a szczelina powietrza (w milimetrach)

$$l_p = \frac{n_d\,I_0}{800}$$

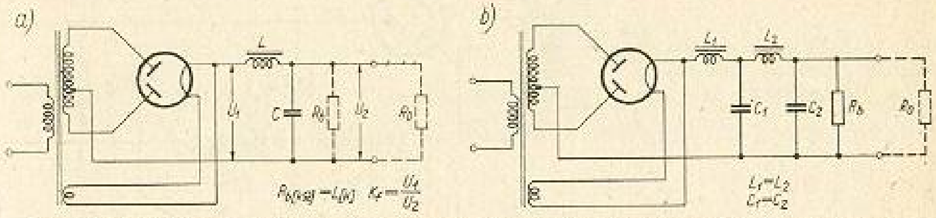
gdzie I_0 jest wyrażony w mm.

Średnicę przewodów dławika przyjmuje się jak największą, chodzi bowiem o uzyskanie niewielkiego spadku napięcia na uzwojeniu. W związku z tym przyjmuje się gęstość prądu najwyżej 1,5 A/mm².

Wejście filtru może być: pojemnościowe lub indukcyjne. Wejście pojemnościowe zapewnia większe napięcie wyprostowane, natomiast wejście indukcyjne — mniejszą oporność wewnętrzną oraz mniejsze obciążenie lampy prostowniczej, uzwojeń transformatora i pierwszego kondensatora filtru.

W przypadku prostych układów amatorskich, szczególnie odbiorczych, stosuje się pojemnościowe wejście filtru. Z powodzeniem można też stosować wejście pojemnościowe w zasilaczach nadajników małej i średniej mocy, w których użyte są diody próżniowe. Natomiast w nadajnikach większej mocy (powyżej 100 W) oraz w zasilaczach z lampami gazowanymi konieczne jest stosowanie wejścia indukcyjnego. Szczególnie lampy

gazowane czułe są na prąd szczytowy i w innym układzie mogą ulec zniszczeniu. Dławik na wejściu filtru przedłuża znacznie czas trwania prądu ładującego i spłaszcza czoło jego impulsu. Indukcyjność dobiera się tak, aby prąd przepływał przynajmniej przez czas jednego półokresu (rys. 15-9).



Rys. 15-9. Filtr z wejściem dławikowym: a) jednoczłonowy; b) dwuczłonowy

Iloczyn prawidłowo dobranych elementów filtru o wejściu indukcyjnym powinien spełniać zależność

$$L_{d\,[H]}\,C_{[\mu F]} = \frac{K_f + 1}{\omega_t^2}\,10^6$$

w której:

K_f — wymagany współczynnik filtracji członu,

ω_t — pulsacja tętnień ($2\,\pi\,f_t$).

W przypadku gdy wymagana jest większa filtracja, stosuje się dodatkowe człony filtrujące, a wtedy wzór przybiera postać:

$$n\,L_d\,C = \frac{n\sqrt{K_f} + 1}{\omega_t^2}\,10^6$$

przy czym:

n — ilość ogniw filtrujących.

Najmniejszą i największą dopuszczalną wartość indukcyjności dławika w omawianym układzie filtrującym można obliczyć według wzorów empirycznych:

$$L_{d\,min\,[H]} = \frac{R_{0\,min\,[\Omega]}}{500}; \quad L_{d\,max\,[H]} = \frac{R_{0\,max\,[\Omega]}}{1000}$$

przy czym:

$R_{0\,min}$ — najmniejsza oporność obciążenia (prąd maksymalny),

$R_{0\,max}$ — największa oporność obciążenia (prąd minimalny).

W obu przypadkach należy uwzględnić wartość opornika blokującego kondensatory filtru (bleeder resistor). Największa wartość tego opornika $R_{b\,[k\Omega]} = L_{[H]}$. Taka wartość opornika zapewnia konieczne minimalne obciążenie wstępne prostownika z indukcyjnym wejściem filtru. Ostateczną wartość indukcyjności dławika ustala się pomiędzy obliczonymi wartościami granicznymi. Teraz już nietrudno jest z obliczonego poprzednio iloczynu LC określić właściwą wartość pojemności członu filtrującego.

W końcu wyznacza się jeszcze wartość zmiennego napięcia we wtórnym uzwojeniu transformatora dla wejścia indukcyjnego (prostowanie dwupołówkowe):

$$U_2 = \frac{U_0 + I_0\,(r_L + r_t) + U_d}{0{,}9}$$

przy czym:

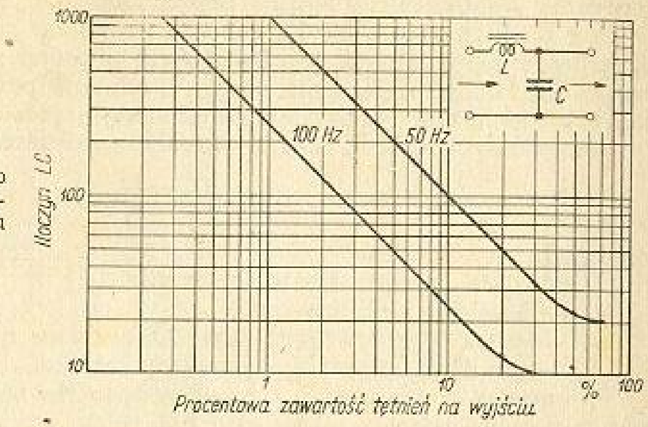
U_0 — napięcie stałe zasilacza, w V;

I_0 — prąd stały użyteczny zasilacza, w A,

r_L — oporność czynna dławika, w Ω;

r_t — oporność czynna uzwojenia wtórnego transformatora, w Ω;

U_d — spadek napięcia na lampie prostowniczej, w V.



Rys. 15-10. Wykres do dobierania wartości elementów filtru o wejściu indukcyjnym

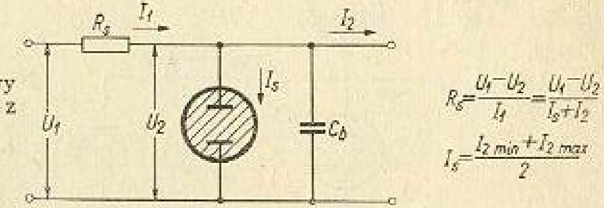
Zdolność wygładzającą członu filtrującego z wejściem indukcyjnym można określić także z rys. 15-10.

15.8. Stabilizacja napięcia

Szereg obwodów zasilających urządzenia nadawcze i odbiorcze, a wśród nich przede wszystkim obwody zasilania generatorów, wymagają zachowania stałej wartości napięcia anodowego i siatek osłonnych pomimo wahań napięcia sieci oraz zmian obciążenia w układzie. Do tego celu stosuje się układy bądź neonowo-jonowej stabilizacji napięcia, bądź stabilizacji elektronowej.

Układy stabilizacji jonowej są bardzo proste. Podstawowy układ stabilizacyjny z pojedynczą lampą neonową przedstawiony jest na rys. 15-11. Dopuszczalny prąd przepływający przez neonówkę stabilizacyjną jest proporcjonalny do powierzchni elektrod. Lampa ta włączona jest do źródła zasilającego o napięciu wyższym od napięcia stabilizowanego poprzez opornik R_s; ogranicza on prąd stabilizatora do maksymalnej dopuszczalnej wartości. Napięcie źródła zasilającego powinno być zawsze większe od napięcia stabilizowanego przynajmniej o 50%, tak aby

Rys. 15-11. Podstawowy układ stabilizacyjny z lampą neonową



$$U_1 = 1{,}5\,U_2$$

Przy pracy układu bez obciążenia przez neonówkę przepływa prąd największy, w miarę zaś wzrostu obciążenia wartość tego prądu maleje,

w wyniku czego suma prądu płynącego przez opornik R_s pozostaje stała. W ten sposób na wyjściu układu utrzymuje się stała wartość napięcia charakterystyczna dla danej neonówki. Dalsze zwiększanie obciążenia prowadzi do zwiększenia się spadku napięcia na oporniku R_s, w związku z czym napięcie na neonówce maleje do wartości, przy której ona gaśnie i działanie stabilizacyjne zostaje przerwane.

Tak więc charakterystyka robocza neonówki ograniczona jest z jednej strony maksymalnym dopuszczalnym prądem, z drugiej zaś pewnym prądem minimalnym jarzenia lampy. Podobnie przebiega proces stabilizacji, gdy obciążenie jest stałe i zmienia się napięcie źródła.

Wartość oporności R_s można określić z zależności

$$R_s = \frac{U_1 - U_2}{I_2 + I_s}$$

przy czym:

U_1 — stałe napięcie zasilające źródła,
U_2 — napięcie stabilizowane,
I_s — prąd przepływający przez stabilizator neonowy,
I_2 — prąd przepływający przez obciążenie.

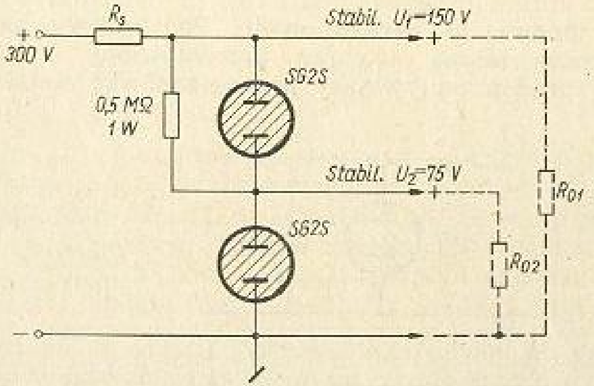
Pojemność kondensatora C_b włączonego równolegle do lampy stabilizacyjnej i blokującego układ dla napięć w. cz. powinna być jak najmniejsza (do 0,5 μF), w przeciwnym bowiem razie mogą powstać drgania relaksacyjne (piłowe) układu neonówki. Stabilizator działa poza tym jako dodatkowy człon filtrujący tętnienia. Jego zdolność filtracyjną można określić z zależności

$$K_f = \frac{R_s}{R_n} + 1$$

w której

R_n — oporność wewnętrzna stabilizatora (wg katalogu).

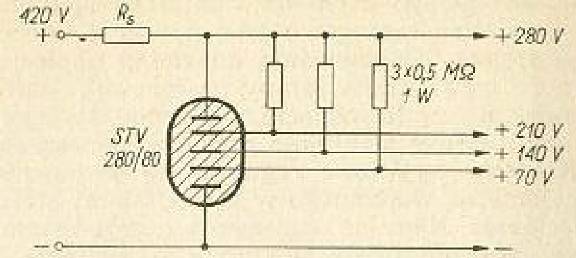
Stabilizacja wyższych napięć wymaga użycia szeregowo połączonych dwóch lub więcej pojedynczych neonówek (rys. 15-12). Powstaje przy



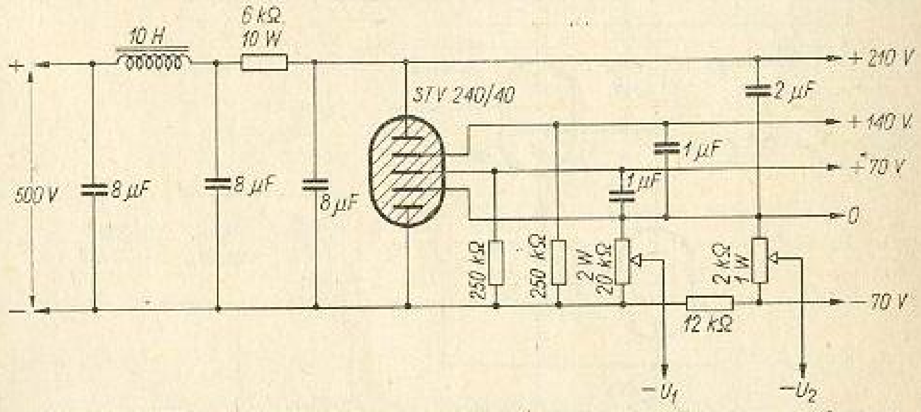
Rys. 15-12. Szeregowe łączenie dwóch pojedynczych neonówek

tym praktyczny dzielnik napięcia. Zamiast łączenia kilku pojedynczych neonówek zaczęto z czasem stosować wieloelektrodowe lampy stabilizujące, tzw. stabilowolty — popularne STV 280/40 (rys. 15-13). Dzięki nim otrzymuje się napięcie stabilizowane co 70 V przy pełnym napięciu stabilizowanym 280 V. Dla ułatwienia zapłonu poszczególne elektrody stabilowoltu łączy się z obwodem dodatniego napięcia poprzez oporniki

0,5 MΩ. Przy odpowiednim połączeniu stabilowoltu (rys. 15-14) może powstać proste źródło ujemnego napięcia stabilizowanego o wartości — 70 V.

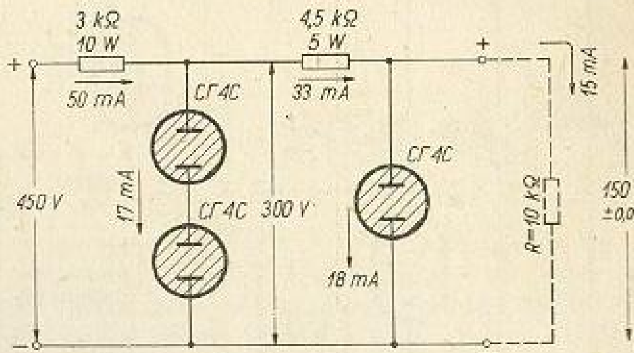


Rys. 15-13. Układ wieloelektrodowej lampy stabilizującej



Rys. 15-14. Układ stabilizatora jonowego z dodatkowym ujemnym napięciem

Ponieważ stabilność pojedynczego elementu neonowego nie przekracza w praktyce 2 ÷ 4%, stosuje się szeregowe łączenie dwóch układów stabilizacyjnych, uzyskując w ten sposób stałość napięcia zupełnie wystarczającą dla potrzeb amatorskich (rys. 15-15).

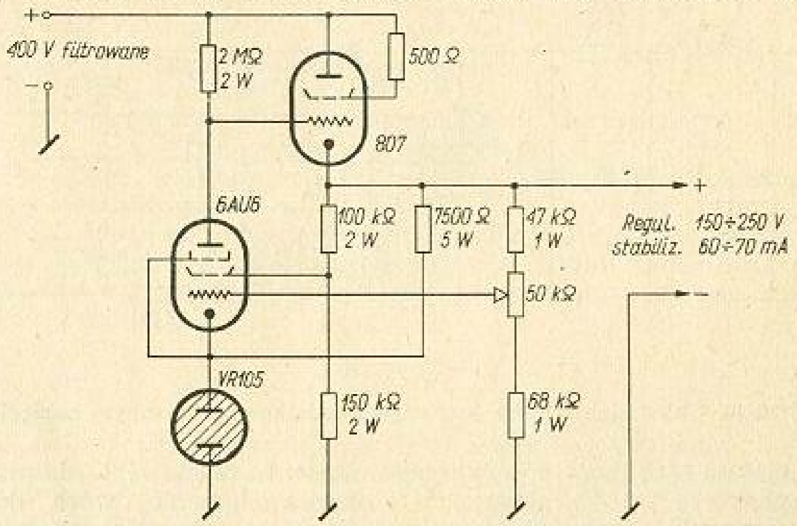


Rys. 15-15. Układ stabilizatora o stałości napięcia większej od 0,05%

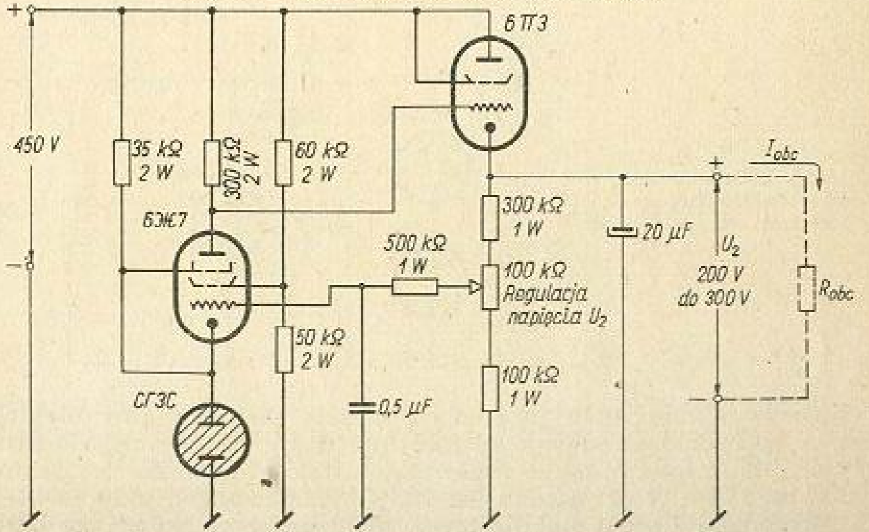
Najwyższą stabilność zapewniają układy stabilizatorów elektronowych, w których zastosowane są zarówno lampy jak i neonówki stabilizacyjne. Stabilizatory takie zapewniają stałość napięcia wyjściowego większą od 1%, a w przypadku bardziej rozbudowanych układów — ok. 0,1%. Wygoda w użyciu stabilizatorów elektronowych polega na łatwym regulowaniu napięcia wyjściowego w stosunkowo szerokich granicach.

Sama zasada działania tych układów jest bardzo prosta. Wahania napięcia na wyjściu zasilacza, spowodowane, np. zmianą obciążenia zostają wzmocnione przez jednostopniowy (lub wielostopniowy) wzmacniacz prądu stałego, po czym oddziałują na siatkę sterującą lampy zaworowej, włączonej szeregowo jako oporność zmienna od strony źródła napięcia stałego. Odpowiednio do zmian napięcia na wyjściu zmienia się oporność wewnętrzna lampy zaworowej. W rezultacie, dzięki dużemu wzmocnieniu pętli wzmacniacza prądu stałego uzyskuje się na wyjściu zasilacza wysoką stabilność napięcia użytecznego.

Napięcie wyjściowe reguluje się w pewnych granicach za pomocą potencjometru włączonego w obwód siatki sterującej pierwszego stopnia wzmocnienia. Napięcie odniesienia zostaje ustalone przez pomocniczą neonówkę. Wartość prądu użytecznego zasilacza jest ograniczona prądem

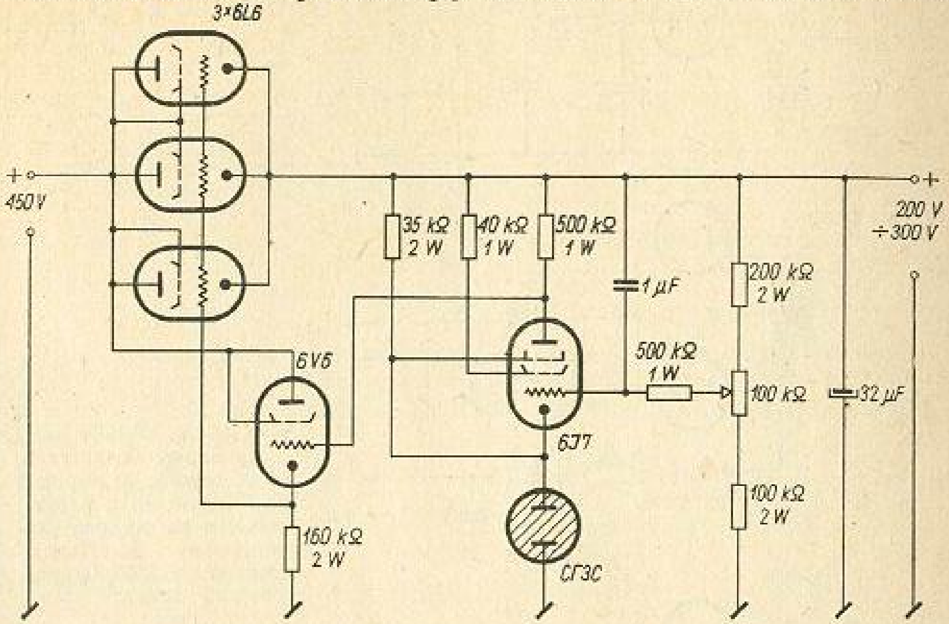


Rys. 15-16. Prosty stabilizator elektronowy

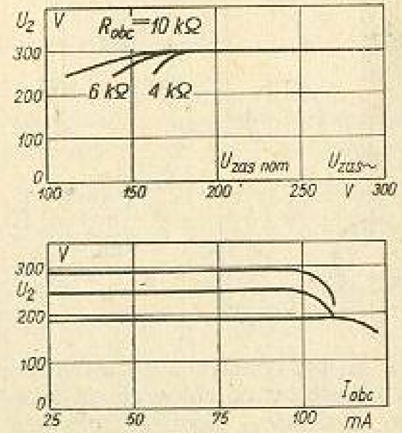


Rys. 15-17. Stabilizator elektronowy z lampą 6 P 3

katodowym lampy zaworowej oraz jej mocą admisyjną i może być zwiększona przez równoległe włączenie kilku jednakowych lamp. W takim przypadku nie należy zapominać o małych opornikach antyparazytowych w obwodach siatek lamp równoległych. Przykładem prostych stabilizato-



Rys. 15-18. Zasilacz stabilizowany z lampami równoległymi



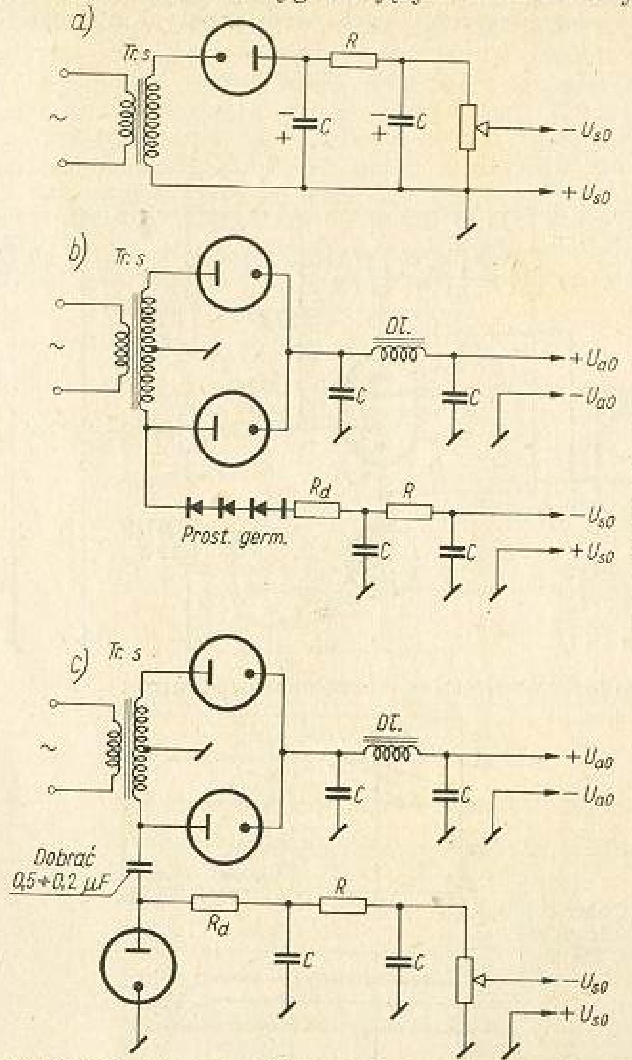
Rys. 15-19. Charakterystyki stabilizacyjne układu z rys. 15-17

rów elektronowych mogą być układy przedstawione na rys. 15-16 i rys. 15-17. Bardziej rozbudowanym stabilizatorem elektronowym o znacznym prądzie użytecznym jest układ z rys. 15-18.

15.9. Zasilacze siatkowe

Najbardziej typowym zasilaczem dostarczającym ujemnych napięć stałych potrzebnych dla urządzenia nadawczego jest jednopołówkowy prostownik z filtrem (rys. 15-20a). Jako element prostowniczy może być

w nim wykorzystana dioda próżniowa lub — co lepsze — prostownik półprzewodnikowy. Ze względu na niewielki prąd pobierany z zasilacza mogą być użyte w filtrze wygładzającym kondensatory o stosunkowo niedużej



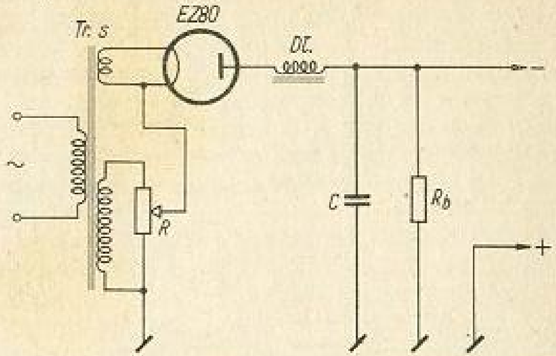
Rys. 15-20. Układy zasilaczy napięć siatkowych: a) z regulacją napięcia za filtrem; b) z prostowaniem za pomocą germanowych diod szeregowych; c) z diodą próżniową

pojemności. W przypadku zastosowania kondensatorów elektrolitycznych, należy ich obudowy odizolować od masy, a to ze względu na przeciwną polaryzację zasilacza. Zasilacz obciąża się drutowym potencjometrem o oporności 10 ÷ 25 kΩ. W ten sposób źródło ujemnego napięcia staje się mniej wrażliwe na zmiany obciążenia.

W niewielkich urządzeniach nadawczych napięcie zmienne zasilające prostownik ujemnego napięcia pobiera się bardzo często z odczepu anodowego uzwojenia zasilacza anodowego (rys. 15-20).

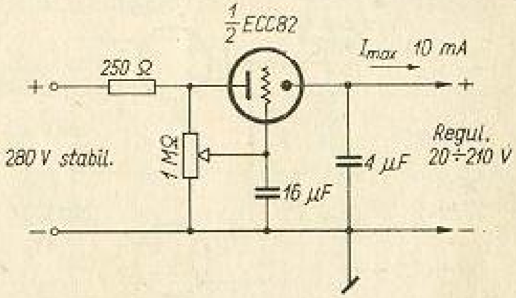
Jako prostownik jednopołówkowy może być tu z powodzeniem wykorzystany prostownik selenowy lub germanowy. Napięcie zmienne prostownika siatkowego można też odbierać z uzwojenia transformatora anodowego, przez odpowiednio dobrany kondensator (rys. 15-20). Zapewnia to wygodę, ponieważ lampę prostowniczą można żarzyć z uziemionego

uzwojenia żarzenia. W innym układzie zasilacza (rys. 15-21) wartość ujemnego napięcia reguluje się po stronie zmiennego napięcia przed prostownikiem za pomocą potencjometru.



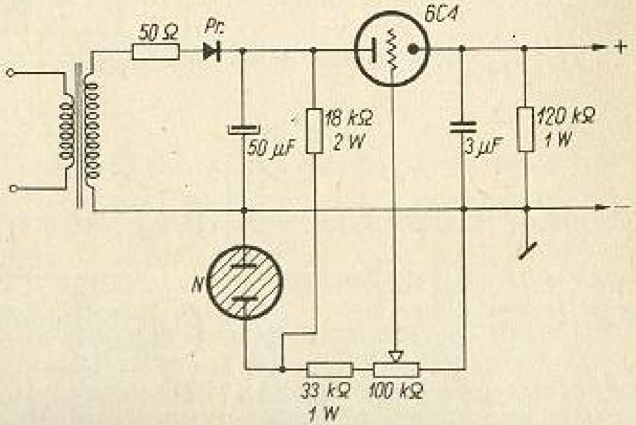
Rys. 15-21. Prostownik siatkowy z regulacją napięcia po stronie transformatora

W układach zasilaczy siatkowych znajdują zastosowanie dzielniki napięcia. W najprostszym przypadku są nimi dzielniki oporowe w zwykłym układzie lub potencjometry drutowe, jak również oporniki drutowe



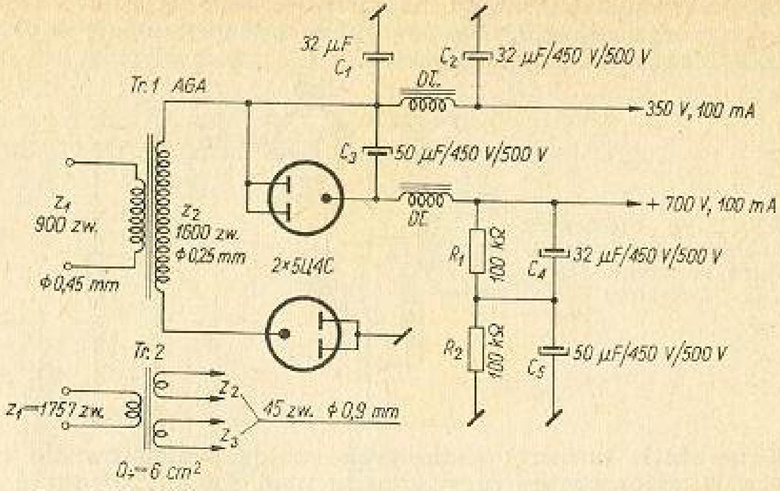
Rys. 15-22. Dzielnik napięcia z lampą elektronową

z ustawionym stykiem. Bardzo wygodne są dzielniki z lampą elektronową (rys. 15-22). Zmieniając potencjał siatki sterującej w lampie szeregowej można płynnie regulować w szerokich granicach jej oporność, a tym sa-

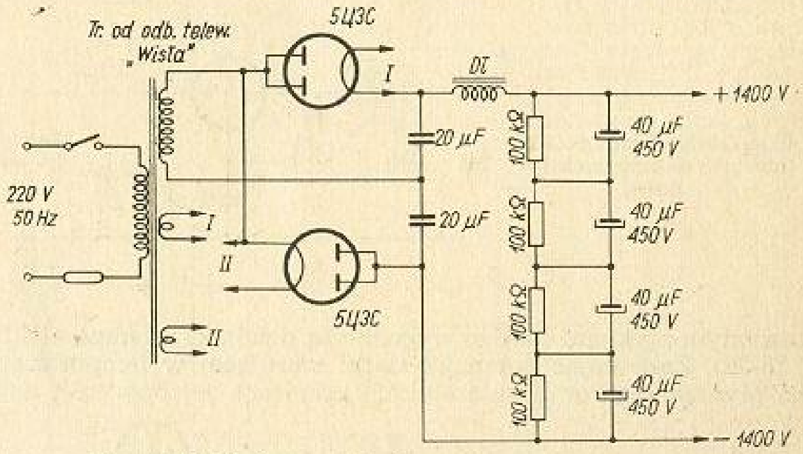


Rys. 15-23. Lampowy dzielnik napięcia z własnym zasilaniem

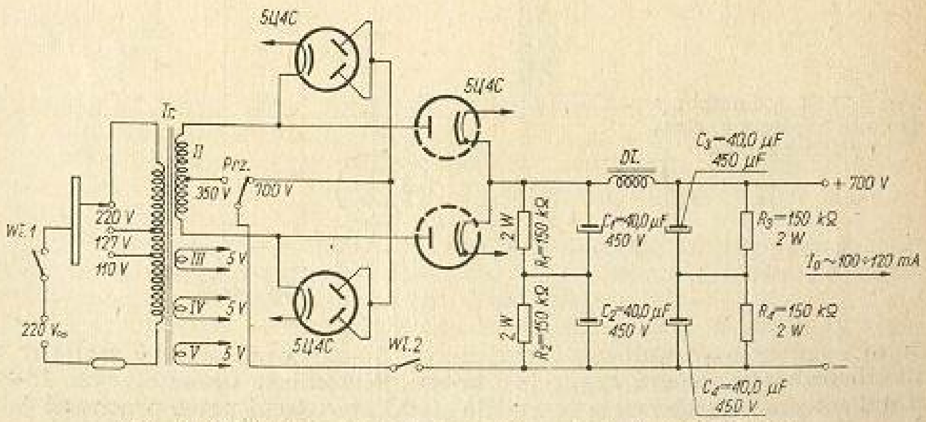
mym i napięcie wyjściowe. Układ z rys. 15-22 powinien być zasilany ze stabilizowanego źródła napięcia stałego. Natomiast układ z rys. 15-23, stabilizowany neonówką w obwodzie siatki sterującej może pracować jako samodzielne urządzenie (np. zasilanie układów tranzystorowych).



Rys. 15-24. Prosty zasilacz z podwajaniem napięcia (wg SP5XM)



Rys. 15-25. Zasilacz nadajnika z podwajaniem napięcia



Rys. 15-26. Zasilacz z przełączanymi napięciami wyjściowymi

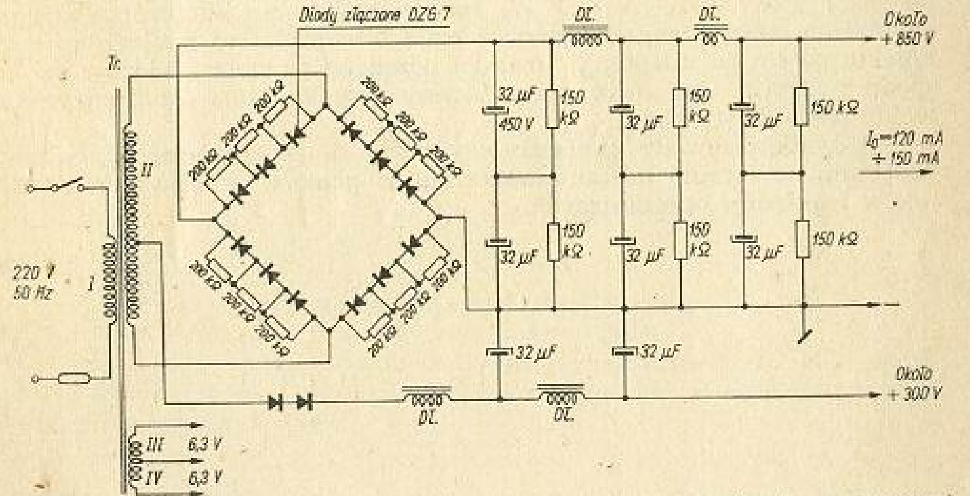
15.10. Przykłady zasilaczy nadajników

Na rys. 15-24 podano układ prostego zasilacza z prostownikiem podwajającym napięcie, opracowany przez SP5XM. W zasilaczu tym zastosowano niewielki transformator z rdzeniem od odbiornika AGA o dwóch tylko uzwojeniach, popularne duodiody typu 5 C 4 S oraz kondensatory elektrolityczne w filtrze *LC*. Zasilacz dostarcza napięcia 700 V/100 mA dla obwodu anodowego lampy PA nadajnika i napięcia 350 V/100 mA dla obwodów anodowych lamp stopni wstępnych. Napięcia do żarzenia lamp prostownika dostarcza niewielki pomocniczy transformator sieciowy o trzech uzwojeniach.

Inny układ prostego zasilacza z podwajaniem napięcia uwidoczniony jest na rys. 15-25. Zastosowano w nim transformator od telewizora „Wisła". Układ dostarcza napięcia 1,4 kV. Filtrację zapewniają szeregowo połączone kondensatory elektrolityczne.

Zasilacz z transformatorem od telewizora „Wisła" o dwóch przełączanych napięciach wyjściowych przedstawiony jest na rys. 15-26. Napięcie wyjściowe rzędu 700 V zasila nadajnik o mocy 50 W.

Podobny układ zasilacza, lecz z prostownikami germanowymi podany jest na rys. 15-27. Pracuje on w układzie mostkowym i dzięki odczepowi



Rys. 15-27. Zasilacz o dwóch napięciach wyjściowych z prostownikami germanowymi

na transformatorze można uzyskać jednocześnie dwa napięcia wyjściowe: 850 V i 300 V.

15.11. Zalecenia konstrukcyjne

Urządzenia zasilające, podobnie jak i nadawcze, są układami, przy których użytkowaniu mamy do czynienia z wysokimi napięciami stałymi i zmiennymi, zagrażającymi bezpieczeństwu osobistemu operatora. Dlatego też urządzenia te należy bezwzględnie umieszczać w metalowych uziemionych obudowach lub stojakach. Także ze względu na szkodliwe zjawisko detekcji na elementach prostowniczych zasilacza, zalecane jest

prawidłowe ekranowanie układu oraz umieszczanie go z dala od pola magnetycznego wytwarzanego przez stopień końcowy nadajnika, szczególnie przy większych mocach (> 50 W). Należy też zastosować pełną blokadę napięć zasilających przy otwieraniu drzwiczek lub osłon tych urządzeń. Po otwarciu urządzenia powinno następować całkowite wyłączenie sieciowego napięcia, zasilającego wszystkie obwody, a w pierwszym rzędzie obwody wysokiego napięcia. Należy zastosować automatyczne urządzenia rozładowujące kondensatory wysokiego napięcia, a przynajmniej prawidłowe i pewne oporniki blokujące, tzw. bleedery. Wszystkie obwody zasilające prądu stałego i zmiennego należy zaopatrzyć w lampki neonowe sygnalizujące pojawienie się i zanik napięcia w obwodzie, czy na elementach filtru prostownika. Lampki te stanowią dodatkowe zabezpieczenie optyczne w razie uszkodzenia któregoś z wyłączników obwodu zasilania lub opornika bocznikującego.

Obwody sieciowe urządzenia zasilającego zabezpiecza się automatycznymi wyłącznikami nadmiarowymi po stronie napięcia 220 V. Poza tym w poszczególnych obwodach zasilacza stosuje się małe bezpieczniki topikowe typu rurkowego, najczęściej w oprawkach.

Obudowy urządzeń zasilających i nadawczych powinny mieć otwory wentylacyjne umożliwiające odprowadzenie ciepła wydzielanego przez nadawcze i prostownicze lampy dużej mocy. W przypadku urządzeń większej mocy (powyżej 50 W) bardzo wskazane jest wprowadzenie chłodzenia powietrznego za pomocą małego wentylatora z silnikiem bezkolektorowym od adaptera. Strumień zimnego powietrza kieruje się od spodu podstawy ku górze przez otwory rozmieszczone koncentrycznie wokół lamp dużej mocy.

Wszystkie obwody zasilające wyposaża się w oddzielne wyłączniki uruchamiane ręcznie lub automatycznie za pomocą przekaźników-styczników i układów opóźniających.

16. KRÓTKOFALOWE URZĄDZENIA POMIAROWO-KONTROLNE

16.1. Uwagi ogólne

Urządzenia pomiarowe umożliwiają sprawdzenie wielkości elektrycznych oraz dobór elementów układu nadawczego i odbiorczego, a poza tym wykrycie błędów i uszkodzeń w aparaturze krótkofalowej. Posługujemy się nimi przy uruchamianiu i strojeniu układów, a także w czasie późniejszych eksploatacji, ustalając m. in. graniczne parametry urządzenia nadawczego, a więc przede wszystkim częstotliwość roboczą i moc wyjściową odpowiednio do warunków licencji. Tym samym są one niezbędne dla zapewnienia prawidłowej i wysokojakościowej pracy amatorskiej stacji krótkofalowej.

Większość urządzeń pomiarowych, stosowanych w krótkofalarstwie i wykonywanych przez amatorów we własnym zakresie, zapewnia dostateczną dokładność pomiarów, zgodną z obowiązującymi przepisami.

Do podstawowych pomiarów wykonywanych w praktyce amatorskiej należą:

— pomiary napięć i prądów (stałych i zmiennych, m. cz. i w. cz.),
— pomiary częstotliwości (radiowej),
— pomiary elementów układu R, L, C,
— pomiary parametrów anten i linii zasilających,
— obserwacje kontrolne (np. przebieg modulacji).

Do tych celów stosuje się zarówno urządzenia pomiarowe, jak i urządzenia, które stanowią źródła zasilające dany układ pomiarowy, a więc np. generatory pomocnicze.

16.2. Pomiary prądów, napięć i oporności

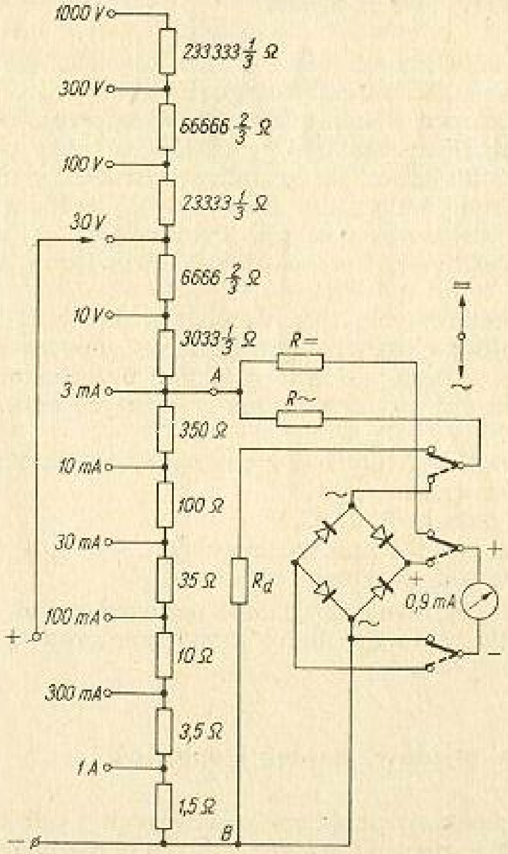
W uruchamianiu i eksploatacji urządzeń nadawczych i odbiorczych duże znaczenie mają pomiary napięć i prądów stałych w różnych obwodach. Dlatego też nadajnik wyposaża się w mierniki prądu stałego, np. w obwodzie siatki sterującej wzmacniacza mocy, w obwodzie anodowym itp. Mogą tu być stosowane indywidualne mierniki, lub jeden miernik odpowiednio włączany przełącznikiem do poszczególnych obwodów z opornikami bocznikującymi (pomiar prądów) lub szeregowymi (pomiar napięć).

Do pomiarów kontrolnych przy uruchamianiu i usuwaniu uszkodzeń nieodzowny jest uniwersalny, stosunkowo dokładny (około $2\% \div 5\%$) miernik do pomiaru napięć i prądów stałych. Przeciętne zakresy pomiarowe zawierają się w granicach:

1 V ÷ 1000 V napięcia stałe,
100 μA ÷ 500 mA prądy stałe,
1 V ÷ 1000 V napięcia zmienne m.cz.,
5 mA ÷ 10 A prądy zmienne m.cz.

Miernik uniwersalny tzw. „AVO-metr" zaopatrzony jest w dzielniki i boczniki oporowe zakresów prądowych i napięciowych oraz w prostownik (zwykle miedziowy) dla napięć i prądów zmiennych. Często umożliwia on także pomiar oporności metodą szeregową przy użyciu wbudowanej baterii ogniw suchych.

Przykładem miernika uniwersalnego do pomiaru napięć oraz prądów stałych i zmiennych może być układ z rys. 16-1. Stosuje się w nim przy



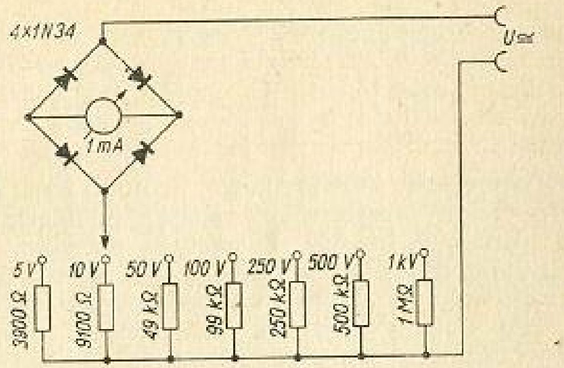
Rys. 16-1. Uniwersalny miernik napięć, prądów stałych i zmiennych

pomiarach prądów stałych i zmiennych te same oporniki szeregowe i bocznikujące. Prosty ten układ pomiarowy wymaga dobrania oporników $R = R$ i R_d w zależności od oporności wewnętrznej systemu wychyłowego i oporności prostowników. Na przykład, dla oporności właściwej miliamperomierza 100 Ω — $R_{=} = 900$ Ω, $R\sim = 500$ Ω, $R_d = 8500$ Ω. Przyrząd posiada dwie niezależne skale dla prądu stałego i zmiennego. Zakresy zmienia się 11-pozycjowym przełącznikiem.

Ciekawy i bardzo prosty woltomierz do pomiaru napięć stałych i zmiennych od 10 ÷ 1000 V bez konieczności przełączania i ustalania

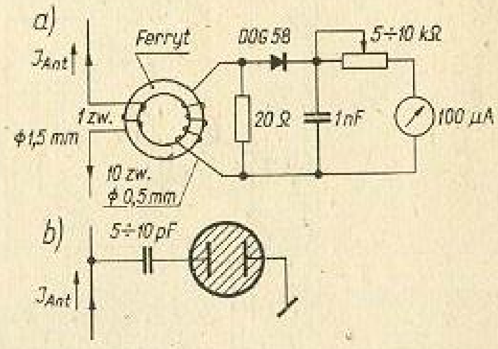
polaryzacji mierzonego napięcia przedstawiony jest na rys. 16-2. Zastosowano w nim mostkowy prostownik złożony z diod germanowych typu 1 N 34 (DOG 58).

Do pomiarów prądów w. cz. używa się najczęściej miliamperomierzy z termoelementem. Są to przyrządy bardzo kosztowne i wrażliwe na



Rys. 16-2. Prosty woltomierz wielozakresowy

przeciążenie. Stosuje się je przeważnie w obwodach antenowych linii zasilających. W prostszych przypadkach mogą być z powodzeniem zastąpione przez żarówki na określony prąd. W celu zmniejszenia strat zaopatruje się żarówki w zwieracze włączane po dostrojeniu nadajnika. Znacznie tańsze od amperomierzy cieplnych są urządzenia pomiarowe z diodami germanowymi (rys. 16-3a). Układ prostego woltomierza diodowego sprzę-



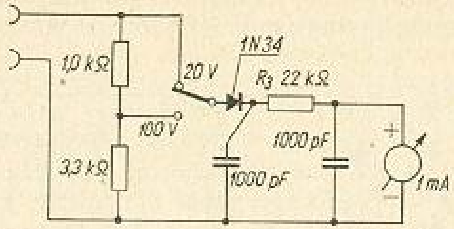
Rys. 16-3. Mierniki prądów i napięć w. cz.: a) z transformatorem aperiodycznym; b) wskaźnik neonowy

ga się z obwodem prądowym linii zasilającej antenę poprzez aperiodyczny transformator o przekładni obniżającej, nawinięty na pierścieniowym rdzeniu proszkowym lub ferrytowym. W wyniku uzyskuje się bardzo czuły miliamperomierz w. cz. Sprzężenie to może być osiągnięte również przez zastosowanie opornika szeregowego o niewielkiej oporności w obwodzie linii zasilającej (pomiar spadku napięcia w. cz., powstającego pod wpływem przepływającego prądu antenowego).

Wskaźnikiem napięciowym w. cz. jest także układ z rys. 16-3b. Zastosowano w nim zwykłą lampkę neonową sprzęgniętą z antenową linią zasilającą za pomocą kondensatora o niewielkiej pojemności.

Do pomiaru napięć w. cz. w dwóch zakresach (0 ÷ 20 V i 0 ÷ 100 V) można użyć bardzo praktycznego i prostego woltomierza o układzie

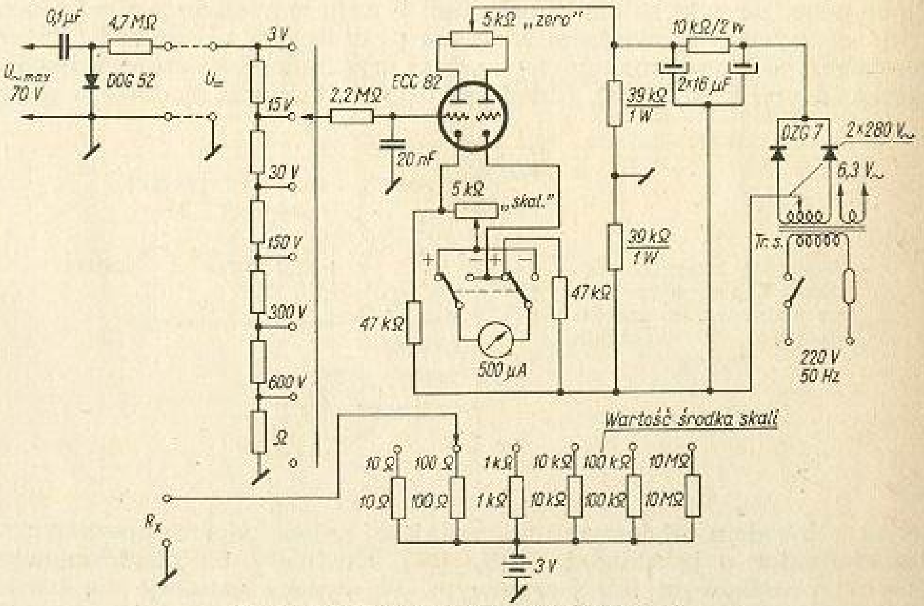
z rys. 16-4. Ma on niewielką pojemność wejściową i nieznacznie wpływa na mierzone obwody. Włączony szeregowo po stronie prądu stałego opornik 22 kΩ zwiększa oporność wewnętrzną woltomierza, a jednocześnie



Rys. 16-4. Dwuzakresowy woltomierz diodowy

moc pobieraną z mierzonego obwodu oraz poprawia liniowość skali przyrządu. W prostowniku pracuje dioda germanowa typu 1 N 34 w układzie jednopołówkowym. Za pomocą opornika szeregowego R_3 sprowadza się strzałkę miernika do pełnego wychylenia. Podobnie dobiera się stosunek oporności dzielnika wyższego zakresu woltomierza.

Przy dokonywaniu pomiarów napięć w.cz. najwygodniej jest stosować woltomierze lampowe. Odznaczają się one dużą opornością wejściową w szerokim zakresie częstotliwości roboczych (powyżej 30 MHz). Przykładem woltomierza lampowego przeznaczonego do pomiarów napięć stałych i zmiennych w.cz. oraz oporności do 10 MΩ jest układ z rys. 16-5.



Rys. 16-5. Prosty woltomierz lampowy

Napięcia zmienne prostuje się w układzie sondy z diodą krzemową lub germanową (napięcie ograniczone przy pojedynczej diodzie do 70 V). W sondzie można zastosować też diodę próżniową i w ten sposób rozszerzyć zakres pomiaru napięć w.cz. do około 300 V. Napięcia stałe mierzy się w klasycznym układzie mostkowym, przy czym miernik włącza się (przełącznikiem) w obwody katodowe triod podwójnej lampy ECC 82. Biegunowość woltomierza zmienia się przełącznikiem.

Obwód omomierza zasila się suchym ogniwem 3 V, a cały układ woltomierza — z prostego zasilacza sieciowego z diodami złączowymi typu DZG 7.

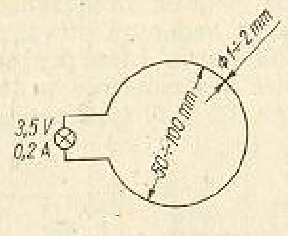
16.3. Pomiary częstotliwości

Zgodnie z obowiązującymi przepisami każda amatorska radiostacja krótkofalowa powinna być wyposażona w odpowiedni falomierz, zapewniający dokładność pomiaru wystarczającą dla swobodnego przestrajania nadajnika w obrębie pasma, a przede wszystkim w pobliżu częstotliwości granicznych. Dotyczy to szczególnie zakresów, w których grupują się stacje DX-owe, zwykle na początku każdego pasma na najmniejszych częstotliwościach. Zupełnie wystarczającą dokładność określenia częstotliwości roboczej urządzenia nadawczego zapewnia dopiero użycie falomierza o dokładności 0,02%. W praktyce jest to już urządzenie dość rozbudowane i złożone, a tym samym nie często spotykane w radiostacjach amatorskich. Znacznie prostszy jest pomocniczy generator kwarcowy pracujący najlepiej przy częstotliwości 1 MHz lub 3,5 MHz, zaś w przypadku bardziej rozbudowanych układów — dodatkowo przy 100 kHz. Taki kalibrator kwarcowy umożliwia dokładne wyznaczenie granic obowiązującego pasma.

Poza tak dokładnymi w praktyce amatorskiej pomiarami wykonuje się także szereg pomiarów przybliżonych, dla których wystarczająca jest dokładność rzędu 1%. Falomierzy o dokładności tego rzędu używa się przy wstępnym zestrajaniu obwodów nadajnika, filtrów itp.

Jednym z najprostszych wskaźników dostrojenia obwodu do rezonansu jest po prostu sprzęgnięta z obwodem strojonym niewielka pętla

Rys. 16-6. Pętla kontrolna z żarówką

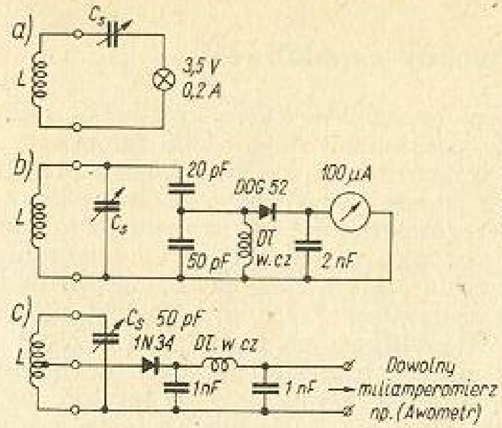


z przewodnika i z włączoną w jej obwód żarówką od latarki kieszonkowej (rys. 16-6).

Największa jasność świecącej żarówki sygnalizuje dostrojenie do rezonansu. Podobnym sygnalizatorem może być lampka neonowa trzymana w ręku i zbliżana do elementów znajdujących się pod napięciem w. cz. (cewek, połączeń, doprowadzenia anody lampy itp.).

Najprostszym przyrządem do przybliżonego określenia częstotliwości rezonansowej czynnego obwodu drgań jest falomierz absorpcyjny. Przy dobrym wykonaniu zapewnia on dokładność pomiaru od 0,2 ÷ 1%. Tego typu falomierze, poczynając od najprostszych, przedstawione są w układach na rys. 16-7. Podstawą układu falomierza absorpcyjnego jest zwykły obwód strojony, najczęściej za pomocą kondensatora o zmiennej pojemności. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu jest w zakresie zmian pojemności znana i uwidoczniona na odpowiedniej skali. Przy zbliżeniu obwodu falomierza do obwodu mierzonego następuje

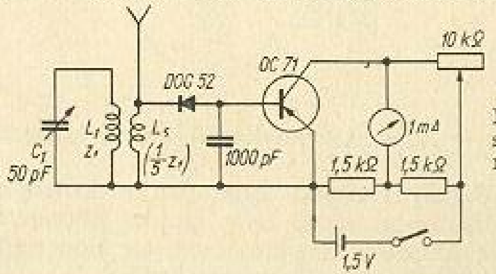
przekazanie części energii w. cz., co wskazuje odpowiedni element kontrolny falomierza. Dostrajając obwód falomierza do maksymalnych wskazań czujnika (żarówka, miernik), określa się ze skali częstotliwość



Rys. 16-7. Falomierze absorpcyjne: a) z żarówką jako wskaźnikiem; b) z miernikiem wychyłowym i z dzielnikiem pojemnościowym; c) z miliamperomierzem zewnętrznym i cewką z odczepem

mierzonego obwodu. Sprzężenie falomierza z mierzonym obwodem powinno być możliwie słabe, aby go nadmiernie nie obciążać pobieraną energią i nie przestrajać pojemnością własną. Z tego względu jako wskaźniki rezonansu stosuje się przeważnie czułe mikroamperomierze z prostownikami w postaci diod germanowych. Wskaźnik włącza się poprzez dopasowujący układ indukcyjny lub pojemnościowy do obwodu strojonego falomierza także dla zmniejszenia jego obciążenia. Uzyskana w ten sposób duża dobroć obwodu strojonego falomierza zapewnia ostry kształt krzywej rezonansu, umożliwiający dokładny odczyt częstotliwości; również ogólna czułość urządzenia pomiarowego wzrasta i można je słabiej sprzęgać z badanym obwodem.

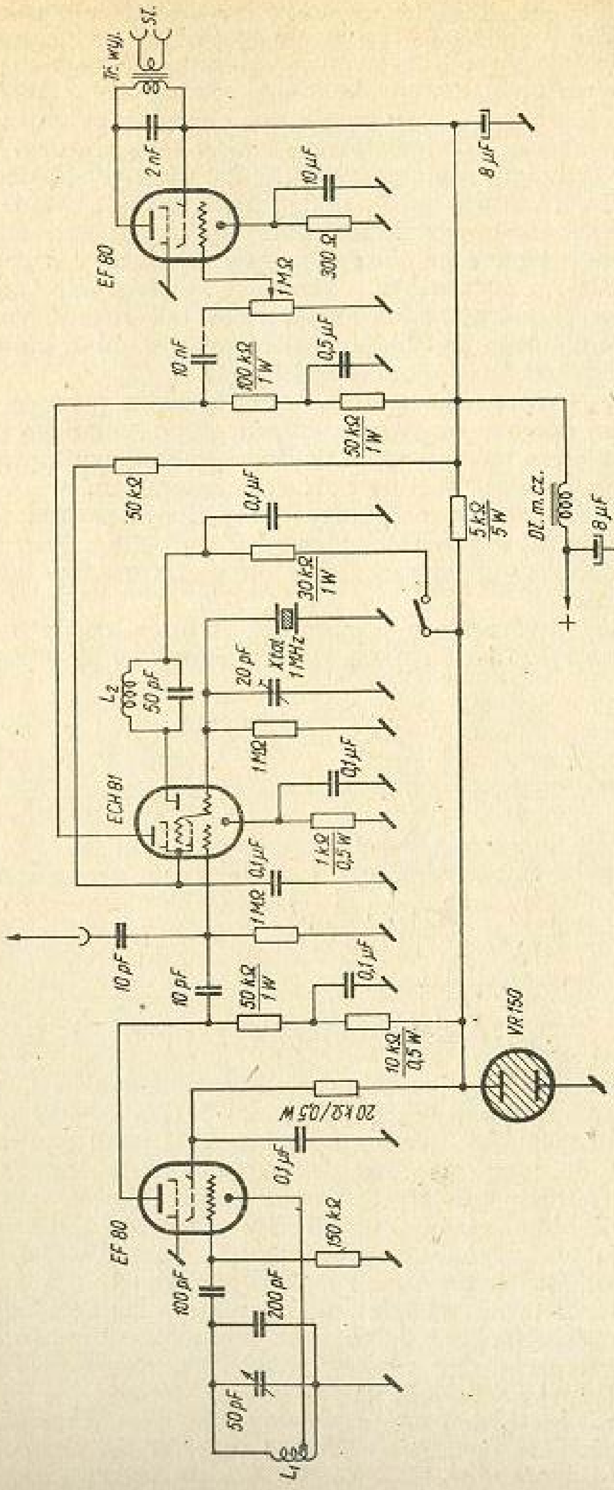
Czułość falomierza absorpcyjnego może być wydatnie zwiększona przez dodatkowe zastosowanie woltomierza tranzystorowego w układzie podanym na rys. 16-8. W tym przypadku może być użyty znacznie mniej



Rys. 16-8. Falomierz absorpcyjny z woltomierzem tranzystorowym

czuły miernik. W falomierzu absorpcyjnym stosuje się na ogół oddzielne (wymienne) cewki dla poszczególnych zakresów, przy stosunkowo niewielkiej pojemności kondensatora strojeniowego, dzięki czemu uzyskuje się dużą dokładność odczytu w zakresie częstotliwości pasma amatorskiego.

Oczywiście jest to tylko pomiar orientacyjny, gdyż do ostatecznych pomiarów częstotliwości roboczej służy tzw. falomierz interferencyjny. Działanie jego polega na porównaniu częstotliwości wzorcowego generatora (o zmiennej częstotliwości) z częstotliwością mierzonego sygnału



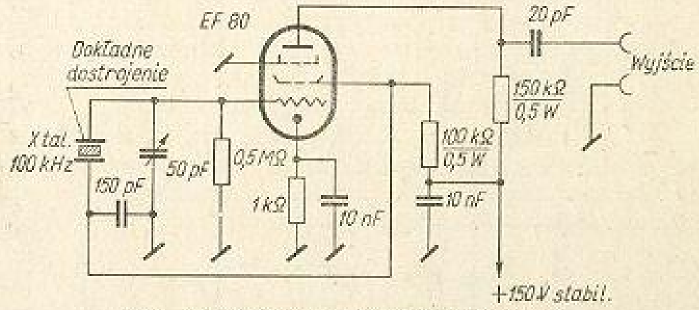
Rys. 16-9. Falomierz interferencyjny

metodą zdudnienia w układzie mieszającym. Wypadkową częstotliwość akustyczną kontroluje się za pomocą słuchawek i pomocniczego wzmacniacza m. cz. Najmniejsza częstotliwość dudnień odpowiada zgodności częstotliwości wzorcowej z częstotliwością badaną. Generator wzorcowy wykonuje się zgodnie z zaleceniami warunkującymi dużą stabilność częstotliwości w czasie i pod wpływem zmian temperatury. Pracuje on zwykle tylko w jedynym pasmie częstotliwości np. 1740 ÷ 1910 kHz i jest zaopatrzony w bardzo dokładną skalę częstotliwości. Wyższe zakresy cechuje się za pomocą częstotliwości harmonicznych. Falomierz zawiera zwykle dodatkowy generator interpolacyjny kwarcowy o częstotliwości 100 kHz lub 1 MHz, umożliwiający okresowe sprawdzanie i korygowanie skali generatora przestrajanego. Przykładem tak rozbudowanego falomierza interferencyjnego jest układ podany na rys. 16-9, opracowany na podstawie amerykańskiego falomierza BC 221.

Badany sygnał doprowadza się do falomierza za pomocą niewielkiej anteny w postaci odcinka przewodu zbliżonego do badanego obwodu czy urządzenia. Falomierz ten zapewnia dokładność pomiaru lepszą od 0,01%, a więc zupełnie wystarczającą dla potrzeb amatorskich.

Jako dobry falomierz może służyć prawidłowo wykonany i zaopatrzony w dokładną skalę generator sterujący nadajnika. Przy współpracy odbiornika komunikacyjnego umożliwia on wystarczająco dokładny pomiar częstotliwości.

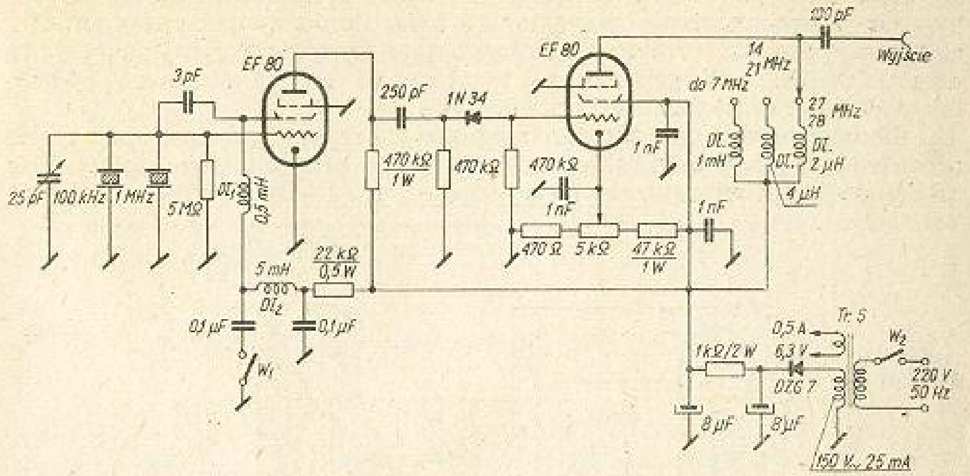
Prosty układ kwarcowego kalibratora (wzorca częstotliwości) uwidoczniony jest na rys. 16-10. Kondensator zmienny 50 pF służy do precyzyjnego dostrojenia kalibratora do częstotliwości 100 kHz. Układ dostarcza częstotliwości harmonicznych aż do 30 MHz. Zaleca się zasilanie układu ze stabilizowanego źródła napięcia anodowego. Kalibrator może być wbudowany do odbiornika stacyjnego. Ostateczne dostrojenie wykonuje się przez porównanie częstotliwości kalibratora z częstotliwością angielskiej stacji długofalowej — 200 kHz (Droitwich) lub innej stacji kontrolnej emitującej sygnały z dużą stałością częstotliwości (WWV zlokalizowana w pobliżu Waszyngtonu nadaje w zakresie: 2,5 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz, 25 MHz ze zmieniającą się kolejno modulacją tonem akustycznym 440 Hz i 600 Hz na przemian). Pomocną w pomiarach kontrolnych może być również angielska stacja MSF pracująca w zakresie częstotliwości 2,5 MHz, 5 MHz i 10 MHz.



Rys. 16-10. Prosty kalibrator kwarcowy

Inny z kolei układ kalibratora z dwoma kolejno włączanymi kwarcami przedstawiono na rys. 16-11. Włączanie kwarców następuje w wyniku zwierania dławików w. cz. $Dł_1$, $Dł_2$. Po zamknięciu wyłącznika W_1

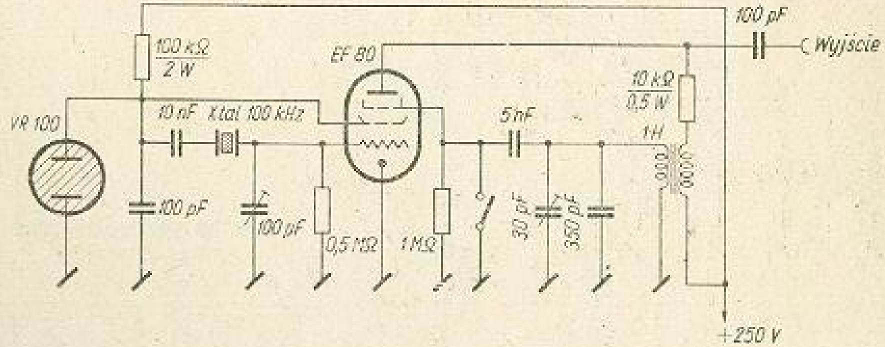
pracuje kwarc 1 MHz. Napięcie wyjściowe z generatora kwarcowego zostaje doprowadzone do szeregowo włączonej diody germanowej, gdzie następuje zniekształcenie krzywej napięcia; powstaje wskutek tego sze-



Rys. 16-11. Kalibrator kwarcowy z dwoma kwarcami i diodą

rokie widmo częstotliwości harmonicznych. Na wyjściu układu wzmacniającego z lampą typu EF 80 znajdują się dławiki przełączane na poszczególne zakresy częstotliwości. Amplitudę napięcia wyjściowego reguluje się potencjometrem w obwodzie katody. Dokładność takiego wzorca częstotliwości przekracza 5×10^{-5}. Mały kondensator równoległy do płytek kwarcowych służy do dokładnego ustalenia częstotliwości drgań kwarcu (100 kHz).

Bardzo prosty kalibrator kwarcowy [1]) reprezentuje układ z rys. 16-12. Zawiera on tylko jedną lampę typu RV 12 P 2000 oraz płytkę kwarcową



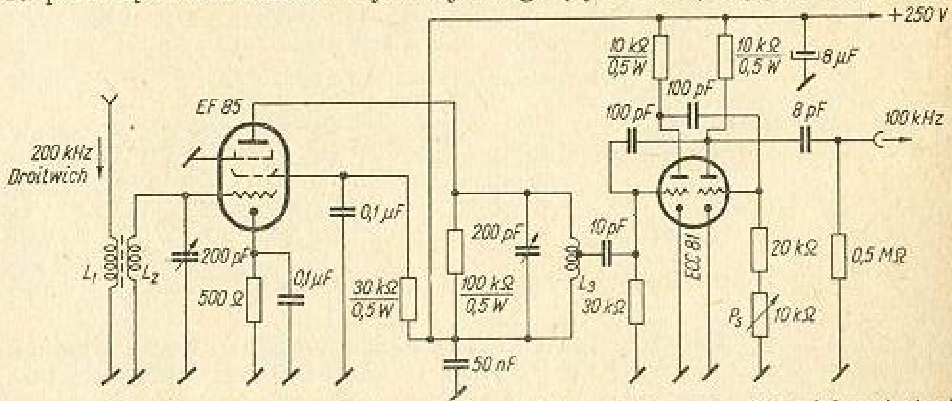
Rys. 16-12. Kalibrator kwarcowy z generatorem 10 kHz

o częstotliwości 100 kHz. Obwód drgań kwarcu dostraja się trymerem 100 pF. W obwodzie trzeciej siatki znajduje się obwód drgań o częstotliwości roboczej 10 kHz. Układ oscyluje ze sprzężeniem transformatorowym. Cewki obwodu 10 kHz nawinięte są na rdzeniu proszkowym typu E; uzwojenie główne zawiera 2800 zwojów o średnicy przewodu

[1]) Wg „Amateurfunk", 1960 r.

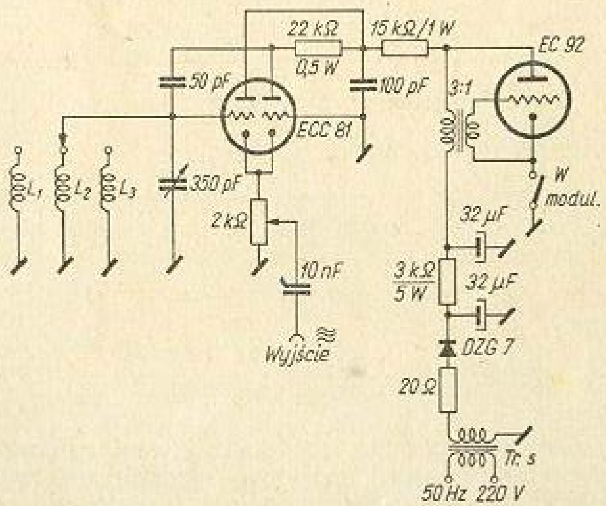
0,14 mm (Cu,em.) uzwojenie sprzężenia zwrotnego 1400 zwojów przewodu 0,1 mm (Cu,em.). Generator kwarcowy zapewnia cechowanie co 100 kHz, natomiast generator samowzbudny wprowadza sygnał cechujący co 10 kHz. Oba generatory powinny pracować synchronicznie. Generator kwarcowy synchronizuje generator 10 kHz. Punkt synchronizacji ustala się za pomocą odbiornika kontrolnego (kondensator dostrojczy obwodu drgań 10 kHz). W generatorze kwarcowym można stosować kwarce także na inne częstotliwości, np. 200 kHz.

Jako wzorzec częstotliwości można wykorzystać częstotliwość nośną długofalowej stacji angielskiej Droitwich (200 kHz) obniżoną do 100 kHz za pomocą multiwibratora symetrycznego (rys. 16-13). Sygnał stacji dłu-



Rys. 16-13. Kalibrator częstotliwości wykorzystujący falę nośną długofalowej stacji Droitwich

gofalowej, wzmocniony selektywnie w pierwszym stopniu wzmacniacza w. cz z lampą typu EF 85, synchronizuje multiwibrator z podwójną triodą ECC 81 pracujący z częstotliwością około 100 kHz. Punkt synchronizacji



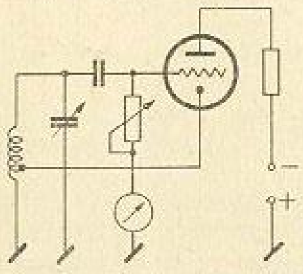
Rys. 16-14. Prosty generator sygnałów

ustala się dokładnie za pomocą potencjometru w obwodzie sterującej siatki drugiej triody. Układ dostarcza napięcia o częstotliwościach harmonicznych ze stosunkowo małymi amplitudami.

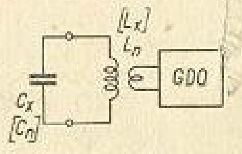
W zestrajaniu i pomiarach urządzeń odbiorczych duże zastosowanie znajduje generator sygnałów wzorcowych pracujący w szerokim zakresie częstotliwości. Dostarcza on regulowanych w amplitudzie i częstotliwości sygnałów do strojenia obwodów pośr. cz. oraz obwodów wejściowych w odbiornikach krótkofalowych. Przykładem takiego bardzo prostego generatora sygnałów może być układ z rys. 16-14. Zawiera on generator w układzie Franklina ze sprzężeniem katodowym. Ze względu na pojedyncze cewki konstrukcja przełącznika zakresów jest tu znacznie uproszczona. Użyteczne napięcie sygnału odbierane jest z opornika katodowego. Sygnał wyjściowy generatora może być modulowany w amplitudzie za pomocą prostego generatora akustycznego w układzie transformatorowym. Całość układu jest zasilana z sieci prostownikiem jednopołówkowym z diodą złączową DZG 7.

16.4. Generatory pomiarowe typu GDO

Zasada działania urządzenia pomiarowego tego typu polega na oddziaływaniu niezasilanego obwodu strojonego (badanego) na sprzęgany z nim generator pomiarowy. W generatorze pomiarowym obserwuje się prąd siatki; zmniejsza się on gwałtownie w chwili, gdy częstotliwości obwodu badanego i generatora pokrywają się. Bierny obwód strojony zaczyna wtedy odbierać energię z obwodu generatora. W najprostszym przypadku wystarcza włączenie w obwód siatki sterującej lampy generatora GDO zwykłego miliamperomierza prądu stałego (rys. 16-15). Zależ-



Rys. 16-15. Podstawowy układ generatora GDO

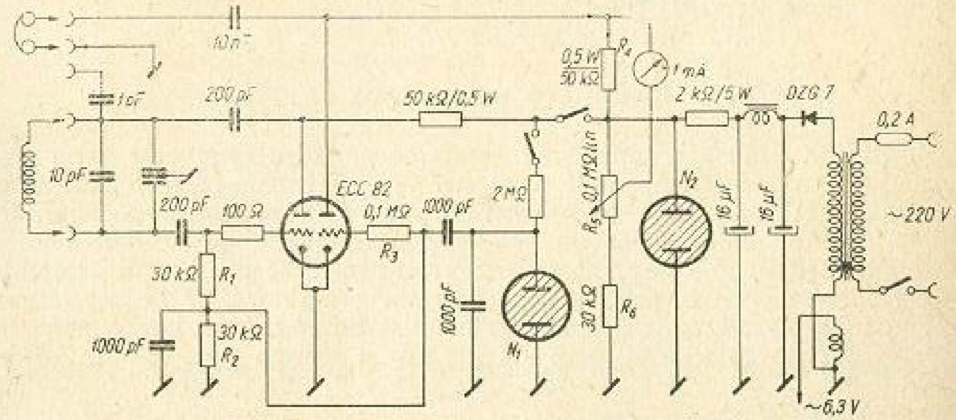


Rys. 16-16. Układ do pomiaru indukcyjności i pojemności za pomocą GDO

nie od czułości układu pomiarowego i stopnia sprzężenia z obwodem badanym otrzymuje się większe lub mniejsze minimum prądu siatki, czyli tzw. „dip" (stąd nazwa urządzenia Grid-Dip-Oscillator). Wielkość zmiany prądu siatki jest też proporcjonalna do dobroci mierzonego obwodu i przy pewnej wprawie dobroć tę można porównawczo określić. Szczególną zaletą układu jest możliwość dostrajania obwodów wbudowanych w urządzenie nadawcze czy odbiorcze przy odłączonym zasilaniu (dostrojenie z uwzględnieniem pojmności montażu). Skala GDO jest wycechowana w jednostkach częstotliwości lub w działkach (w tym ostatnim przypadku stosuje się pomocnicze wykresy skalowania). Cewka GDO jest wymienna dla każdego zakresu. Generator GDO, podobnie jak falomierz absorpcyjny, należy sprzęgać z mierzonym obwodem możliwie słabo. Generator GDO można bardzo łatwo przekształcić w normalny falomierz absorpcyjny, wyłączając napięcie anodowe. W ten sposób uzyskuje się uniwersalny przyrząd pomocniczy o wszechstronnym zastoso-

waniu przy tym samym skalowaniu. Przyrząd ten należy postawić na pierwszym miejscu w wyposażeniu pracowni amatora-krótkofalowca. Określenie częstotliwości drgań obwodów strojonych biernych i czynnych w dowolnym zakresie jest niezmiernie proste. Przyrządem tym można poza tym określać częstotliwość rezonansową układów antenowych oraz mierzyć indukcyjność lub pojemność stosując elementy o znanych wartościach (rys. 16-16). Stosując w generatorze GDO dodatkową modulację tonem akustycznym lub nawet częstotliwością sieci albo niefiltrowaną składową zmienną układu prostowniczego, otrzymuje się pomocniczy generator strojeniowy o szerokim zastosowaniu praktycznym.

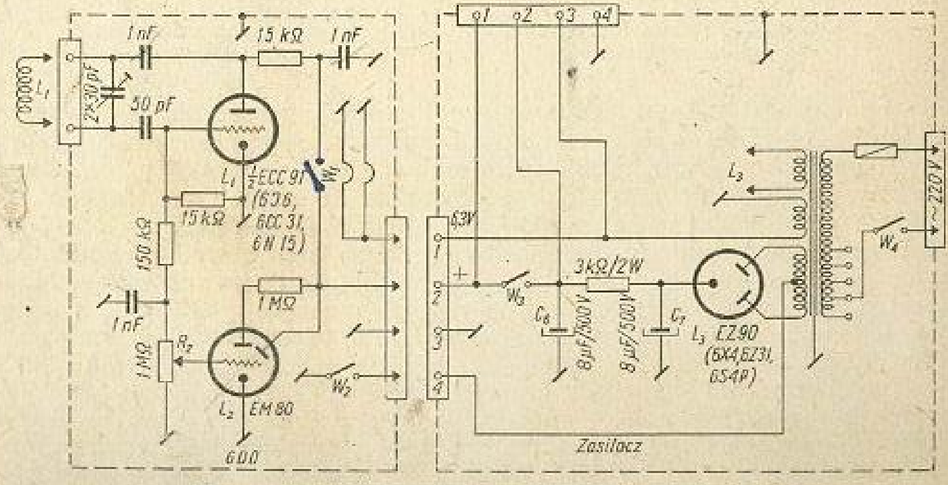
Przykład uniwersalnego układu generatora GDO uwidoczniono na rys. 16-17. Można go dodatkowo wykorzystać jako monitor kontrolny



Rys. 16-17. Uniwersalny układ generatora GDO

przy zastosowaniu słuchawek. Akustyczną częstotliwość modulującą zapewnia układ relaksacyjny z neonówką. Zmiany prądu siatki mierzy się przy użyciu woltomierza lampowego.

W układach GDO mogą być wykorzystane dowolne generatory. W praktyce stosuje się często układ ECO ze sprzężeniem indukcyjnym;



Rys. 16-18. GDO w układzie Colpittsa (wg SP5FM)

wymaga on użycia cewki z odczepem. O wiele praktyczniejszym jest generator Colpitts'a z pojedynczą cewką (rys. 16-18), opracowany przez SP5FM; odznacza się on prostotą. Funkcję wskaźnika rezonansu spełnia tu elektronowy wskaźnik cieniowy („oko magiczne") typu EM 80. Wartość ujemnego napięcia doprowadzonego z obwodu siatki do lampy EM 80 reguluje się potencjometrem R_2. Za pomocą wyłącznika W_1 można zmienić układ GDO w falomierz absorpcyjny i wtedy jako dioda pracuje obwód: siatka-katoda lampy. Układ ten może pracować również jako generator kwarcowy. Wystarczy umieścić płytkę kwarcową zamiast cewki w gnieździe wtykowym. Może on być modulowany zewnętrznie przy wykorzystaniu gniazd 1 — 2 w zasilaczu, normalnie zwartych wyłącznikiem W_3. Sam generator GDO wraz ze wskaźnikiem zmontowany jest w małym pudełku połączonym wiązką przewodów z pudełkiem zasilacza sieciowego.

Szczegóły konstrukcyjne cewek dla poszczególnych zakresów podane są w tablicy 16-1.

Tablica 16-1

Dane cewek układu z rys. 16-18

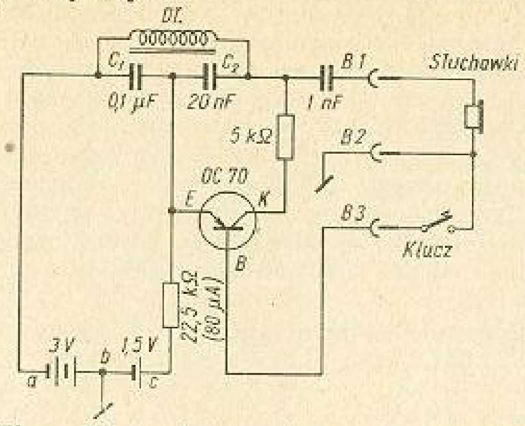
Zakres	Częstotliwość MHz	Ilość zwojów —	Długość nawinięcia mm	Średnica drutu mm	Drut	Uwagi
I	1,75 ÷ 3,0	100	16	0,13	Cu/em.	Korpus ⌀ 20 mm
II	3,0 ÷ 5,0	82	15	0,13	Cu/jedw.	„
III	5,0 ÷ 8,0	62	8	0,13	Cu/em.	„
IV	8,0 ÷ 12,0	32	16	0,4	Cu/em.	„
V	12,5 ÷ 20,0	20	16	0,5	Cu/em.	„
VI	20,0 ÷ 32,0	12	11	0,5	Cu/em.	„
VII	32,0 ÷ 50,0	7	7	0,7	Cu-Ag	„
VIII	50,0 ÷ 80,0	3,5	5	0,7	Cu-Ag	„
IX	80,0 ÷ 130,0	2	11	1,1	Cu-Ag	naw. pow.
X	130,0 ÷ 220,0	linia dług. 30 mm szer. 13 mm		płaskownik Cu-Ag 5 × 15 mm		

16.5. Generatory akustyczne

Generatory akustyczne wykorzystuje się przede wszystkim przy kontrolnych pomiarach urządzeń modulacyjnych, a także przy uruchamianiu stopni m. cz. w odbiornikach. Do tego celu można z powodzeniem wykorzystać opisany już poprzednio prosty generator *RC*, pracujący jako filtr akustyczny — selectoject. Do wszelkich pomiarów akustycznych wystarcza przyjęta za normalną w amatorskich urządzeniach krótkofalowych wstęga częstotliwości 200 ÷ 4000 Hz.

Osobne zastosowanie znajduje generator akustyczny w urządzeniu ćwiczebnym do nauki słuchowego odbioru znaków alfabetu Morsego, a także przy realizowaniu modulacji systemem A2. Bardzo praktyczne jest wówczas zastosowanie miniaturowego generatora tranzystorowego (rys. 16-19). Generator ten pracuje z częstotliwością 1000 Hz uwarunkowaną doborem indukcyjności dławika $Dł_1$ do szeregowych pojemności C_1

i C_2. Napięcie wyjściowe odbiera się bądź na słuchawki, bądź dla sterowania wzmacniacza z gniazd B 1 i B 2 poprzez kondensator w układzie niesymetrycznym.



Rys. 16-19. Miniaturowy generator akustyczny z tranzystorem

Klucz telegraficzny włącza się w obwód bazy tranzystora OC 70 (TG 4).

16.6. Pomiary pojemności i indukcyjności podzespołów

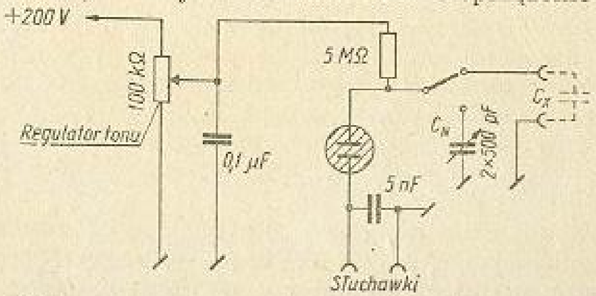
Pomiar pojemności i indukcyjności podzespołów w nadajnikach i odbiornikach można wykonać najprościej przy użyciu generatora GDO. Dokładność tego pomiaru zupełnie wystarcza dla potrzeb amatorskich. Budowa specjalnego mostka do pomiarów LC jest jak na warunki amatorskie bardziej złożona. Układ pomiarowy z wykorzystaniem GDO przedstawiony jest na rys. 16-15. Równolegle do mierzonej pojemności (indukcyjności) włącza się znaną indukcyjność (pojemność). Zbliżając GDO do powstałego w ten sposób obwodu drgań, łatwo określa się częstotliwość rezonansową, po czym wyznacza się nieznaną wielkość z prostego wzoru

$$L = \frac{25\,330}{C f^2} \qquad C = \frac{25\,330}{L f^2}$$

gdzie:

L — w µH, C — w pF, f — w MHz.

Zalecane jest oczywiście bardzo luźne sprzężenie z mierzonym obwodem.



Rys. 16-20. Najprostszy miernik pojemności

Układ z rys. 16-20 reprezentuje bardzo prosty miernik pojemności, w którym mierzony kondensator włącza się na przemian z kondensatorem wzorcowym w układ generatora z neonówką. Obwód neonówki zasilany

jest z potencjometru 100 kΩ, za pomocą którego dobiera się najodpowiedniejszą wysokość tonu akustycznego w słuchawkach. W pomiarze wykorzystuje się wrażliwość ucha ludzkiego na niewielkie różnice w wysokości tonu akustycznego o zbliżonych częstotliwościach. Przełączając do układu na przemian kondensator wzorcowy oraz mierzony, odnajduje się równowagę tonu i z odczytu na skali kondensatora zmiennego określa z zupełnie dobrą dokładnością pojemność badanego kondensatora. Zakres pomiarowy można rozszerzyć, włączając równolegle do kondensatora zmiennego C_N pojemności wzorcowe 1000 pF, 2000 pF, itd.

16.7. Pomiary anten i linii zasilających

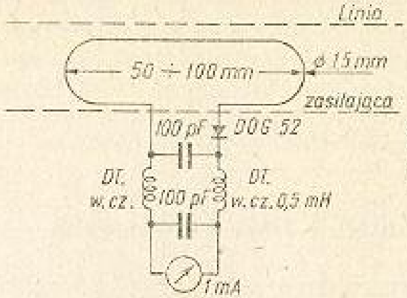
Pomiary anten i linii zasilających ograniczają się na ogół do wyznaczenia oporności wejściowej układów, współczynnika fali stojącej oraz porównawczych pomiarów natężenia pola elektromagnetycznego. Pomiary prądów w liniach zasilających omówiono już poprzednio. To samo dotyczy i pomiarów częstotliwości rezonansowej, które wykonuje się za pomocą generatorów typu GDO.

Do porównawczego określania natężenia pola elektromagnetycznego promieniowanego przez urządzenie nadawcze służy po prostu falomierz absorpcyjny, prosty lub z woltomierzem tranzystorowym. Ten ostatni układ jest oczywiście znacznie czulszy. Przy pomiarach natężenia pola w otoczeniu anten kierunkowych stosuje się dipol pomiarowy z miernikiem. Układ przeciętnego falomierza można przekształcić we wskaźnik natężenia pola przez proste dołączenie niewielkiej anteny do obwodu (najczęściej na odczep). Przewód anteny falomierza ma kierunek zgodny z kierunkiem przewodu anteny nadawczej. Wskazania mierników natężenia pola mają oczywiście wartość tylko porównawczą, umożliwiającą śledzenie procesu dostrajania obwodów nadajnika.

Najważniejsze pomiary anten i linii zasilających sprowadzają się do kontroli ich wzajemnego dopasowania. Antena dostrojona do rezonansu przedstawia oporność czynną, a linia zasilająca z falą bieżącą powinna przenosić energię w. cz. do anteny bez strat i szkodliwego promieniowania. Wymaganie to może być spełnione wówczas, gdy oporność wejściowa anteny będzie równa oporności falowej linii, ta z kolei — równa oporności wyjściowej nadajnika. W przypadku zachwiania tej równości, powstają w linii zasilającej fale stojące, określane współczynnikiem fali stojącej. W najprostszy sposób można wykryć fale stojące w otwartych liniach napowietrznych, przesuwając wzdłuż linii czujnik w. cz., np. neonówkę. Zmiany jasności świecenia neonówki w miarę przesuwania jej wzdłuż linii będą przebiegały oczywiście w funkcji połowy długości fali roboczej nadajnika. Do tego rodzaju badania może być użyty bardziej czuły wskaźnik, np. falomierz powstały w wyniku przełączenia generatora typu GDO.

Niezłe wyniki w przypadku niestrojonych linii symetrycznych daje użycie układu pomiarowego z pętlą (rys. 16-21). Przesuwając pętlę wzdłuż linii, łatwo można określić węzły i brzuśce napięcia w. cz., a na podstawie wskazań miernika określić współczynnik fali stojącej w linii. Warunkiem prawidłowości pomiaru jest zachowanie niezmiennie jednakowego sprzężenia pętli z linią, co jednak w praktyce jest rzeczą trudną do zrealizowania. Dlatego też wykonuje się w tym celu odpowiednią prowadnicę z materiału izolacyjnego, a jako miernik stosuje się

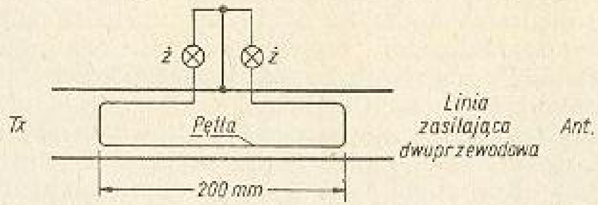
miliamperomierz o czułości 1 mA, zasilany poprzez dławiki 0,5 mH z germanowego prostownika. Układ pomiarowy pracuje aperiodycznie i duży wpływ na pomiar ma zawartość częstotliwości harmonicznych



Rys. 16-21. Pętla — wskaźnik fali stojącej w linii zasilającej antenę

w prądzie antenowym. Przy prawidłowym dopasowaniu anteny wychylenie wskazówki miernika jest stałe w funkcji długości linii.

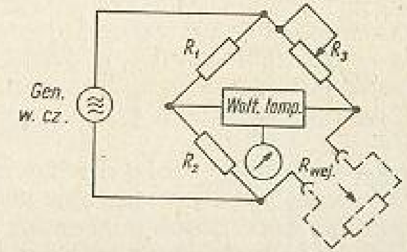
Prosty wskaźnik fali stojącej w linii zasilającej z falą bieżącą (zwłaszcza w linii płaskiej 300-omowej) można wykonać w układzie z dwiema żarówkami (rys. 16-22). Żarówki (3,5 V/0,1 A) włącza się pomiędzy małą



Rys. 16-22. Wskaźnik fali stojącej z dwiema żarówkami

pętlę z płaskiego kabla i jeden przewód linii zasilającej. Wskaźnik umieszcza się w dowolnym miejscu linii zasilającej. Po doprowadzeniu do niej energii w. cz. z nadajnika, żarówki zaczynają świecić. Przy niedopasowaniu (fala stojąca) obie żarówki świecą jednakowo jasno. Po uzyskanym dopasowaniu żarówka bliższa urządzenia nadawczego powinna świecić jasno, natomiast żarówka od strony anteny powinna zgasnąć. Wtedy też fala stojąca w linii zasilającej nie występuje.

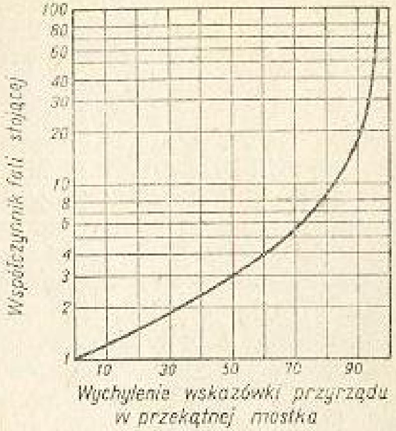
Jako linię zasilającą stosuje się często koncentryczną linię ekranowaną, a dla wyznaczenia współczynnika fali stojącej w takiej linii — układ mostkowy. Zasada działania tego układu opiera się na zjawiskach występujących w klasycznym układzie mostkowym z rys. 16-23. Wszyst-



Rys. 16-23. Układ zastępczy mostka do pomiaru oporności wejściowej linii

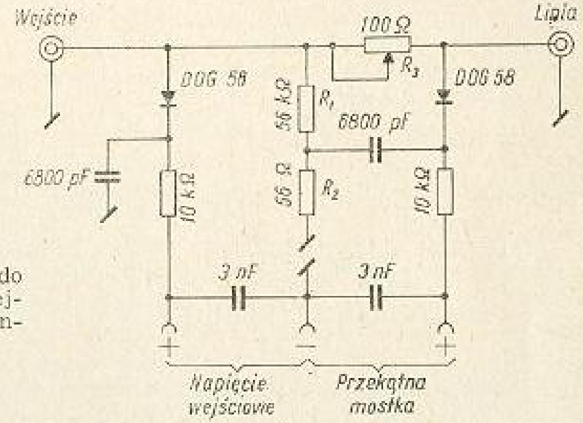
kie oporności składowe mostka są równe. Do jednej jego gałęzi włącza się badaną linię. W przypadku, gdy oporność opornika R_3 jest równa oporności falowej linii zasilającej mostek się równoważy i woltomierz lampowy umieszczony w przekątnej mostka nie wykazuje żadnego na-

pięcia. Wskazania miernika w przekątnej mostka są proporcjonalne do współczynnika fali stojącej według zależności wyrażonej krzywą na rys. 16-24.

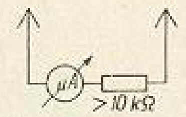


Rys. 16-24. Krzywa do wyznaczania współczynnika fali stojącej

W układzie z rys. 16-25 mostek utworzony jest z oporników R_1, R_2, R_3 oraz oporności falowej mierzonej linii zasilającej. Napięcie doprowadzane na wejście mostka z generatora w. cz. małej mocy (0,5 W), GDO

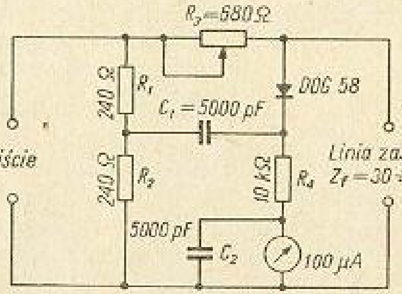


Rys. 16-25. Mostek do pomiaru oporności wejściowej linii koncentrycznych



itp. mierzone jest za pomocą prostego układu z diodą germanową i miliamperomierzem prądu stałego. W czasie pomiaru napięcie to powinno być utrzymane na stałym poziomie. Napięcie przekątnej mostka mierzy się przy użyciu tego samego układu z diodą. Wszystkie oporniki i potencjometr są masowe, bezindukcyjne. Metalowa obudowa potencjometru R_3 powinna być zdjęta. Potencjometr ten należy uprzednio wyskalować na mostku oporowym w wartościach oporności od 0 ÷ 100 Ω. Teraz doprowadza się na wejście mostka takie napięcie, aby wskazówka mier-

nika włączonego w przekątną całkowicie się wychyliła (wyjście liniowe otwarte). Teraz miernik przełącza się do obwodu wejściowego i po zwarciu liniowego wyjścia mostka doprowadza się wskazówkę miernika do pełnego wychylenia. Ponownie sprawdza się pełne wychylenie wskazówki w pozycji miernika „przekątna mostka". Wychylenie wskazówki miernika powinno sięgać 100%, w przeciwnym razie należy odpowiednio dobrać oporniki R_1 i R_2, których oporności nie zostały wyrównane. Pomiary te wykonuje się na częstotliwości roboczej mierzonej anteny. Z kolei włącza się na wyjście liniowe mostka bezindukcyjny opornik o oporności odpowiadającej oporności falowej linii zasilającej. Miernik włączony w przekątną mostka powinien wykazać równowagę mostka, jeśli uprzednio potencjometr R_3 został ustawiony tak, aby jego oporność odpowiadała oporności falowej mierzonej polem linii zasilającej. W przeciwnym wypadku mostek sprowadza się do równowagi za pomocą potencjometru R_3. W celu ostatecznego skontrolowania równowagi mostka włącza się do układu mostka opornik próbny poprzez odcinek linii koncentrycznej, użytej potem do zasilania anteny. Wskazania miernika powinny pozostać równe zeru; niespełnienie tego warunku świadczy o tym, że oporność opornika nominalnego nie odpowiada dokładnie oporności falowej kabla. Niezbędna jest wówczas korekta oporności opornika nominalnego i potencjometru R_3. Jeśli mostek przy tych próbach zachowuje się prawidłowo, można na jego wyjście włączyć badaną linię obciążoną anteną. Wskazania miernika będą zgodne z wykresem na rys. 16-24 dla

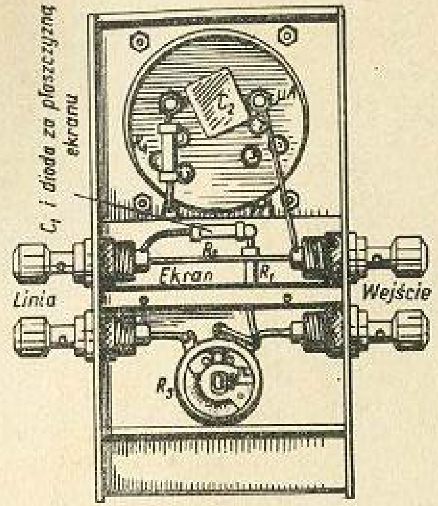


Rys. 16-26. Mostek do pomiaru oporności wejściowej linii zasilających i anten

różnych wielkości współczynnika fali stojącej. Warunkiem prawidłowości pomiaru jest zastosowanie obwodu pomiarowego o dużej oporności (powyżej 10 kΩ). Bardzo dobrze pracuje w tym obwodzie woltomierz prądu stałego o oporności wewnętrznej 50 kΩ, przewidziany do pracy na zakresie 5 V.

Bardzo praktycznym mostkiem do pomiarów wejściowej oporności linii zasilających i anten jest układ z rys. 16-26. Wyniki pomiarów są słuszne dla oporności wejściowych o charakterze wyłącznie czynnym, a więc w odniesieniu do anten dostrojonych do rezonansu oraz linii zasilających zamkniętych na końcu opornością równą oporności falowej. Jako wskaźnik użyty jest w mostku mikroamperomierz (100 μA). Skala potencjometra R_3 jest wycechowana w jednostkach oporności za pomocą normalnego mostka prądu stałego. Przy pomiarach oporności wejściowych większych od około 500 Ω włącza się w szereg z potencjometrem R_3 dodatkowy opornik bezindukcyjny. Z potencjometru R_3 powinna być zdjęta metalowa osłona. Przy wykonywaniu mostka należy stosować połączenia krótkie i o jednakowej długości, a to w celu zachowania jego symetrii indukcyjnej i pojemnościowej. Oporniki R_1 i R_2 umieszcza się poniżej głównego ekranu (rys. 16-27). Do zacisków wejściowych mostka przymocowuje się małą pętlę sprzęgającą, do której zbliża się obwód

Rys. 16-27. Konstrukcja mostka z rys. 16-26



generatora zasilającego mostek (najlepiej generatora typu GDO). Po dostrojeniu mostka do równowagi oporność wejściowa mierzonej linii czy anteny jest równa oporności wskazywanej na skali potencjometra R_3. Jeśli przy pomiarze anteny nie uzyska się równowagi, świadczy to o różnicy między częstotliwością generatora a częstotliwością rezonansową anteny. Równowagę mostka uzyskuje się wtedy, przez zmianę częstotliwości generatora zasilającego; przy tej okazji określa się częstotliwość rezonansową anteny.

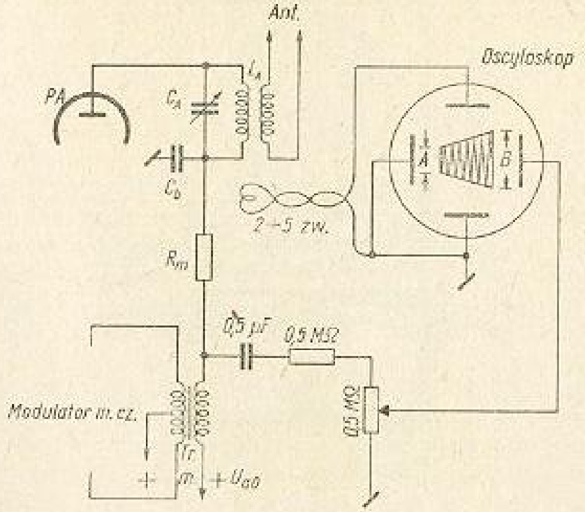
Cały mostek umieszczony jest w obudowie ekranującej. Jako układ niesymetryczny (połączony jest bowiem jednostronnie z ekranem) nadaje się on najlepiej do pomiarów układów niesymetrycznych, np. linii koncentrycznych. Z dostateczną dokładnością można jednak mierzyć nim także układy symetryczne po prostu nie uziemiając go. Wystarczy umieścić mostek w izolacyjnej obudowie, a oś potencjometra R_3 przedłużyć prętem izolacyjnym (np. z winiduru).

16.8. Zastosowanie oscyloskopu katodowego do pomiarów urządzeń nadawczych

Oscyloskop katodowy stosowany jest w praktyce amatorskiej przede wszystkim do kontrolnych pomiarów głębokości modulacji amplitudy, pomiarów częstotliwości, napięć zmiennych, przesunięcia fazowego, a także do obserwacji kształtu szybkozmiennych przebiegów elektrycznych.

Lampę oscyloskopową z elektrostatycznym odchylaniem strumienia i zwykle o niewielkiej średnicy (do 80 mm) zasila stałe napięcie około 1 kV z małego prostownika (często w układzie podwajacza lub potrajacza napięcia) o uziemionym biegunie dodatnim. Zasilacz zawiera regulator jasności i ostrości plamki promienia piszącego. Bardziej rozbudowane

oscyloskopy zawierają jeszcze potencjometry centrowania elektrycznego. Już w takim układzie może oddawać oscyloskop duże usługi przy pomiarach modulacji. Poszczególne płytki odchylające włącza się w nadajnik modulowany w amplitudzie (rys. 16-28). Przykładowo przedstawiono tu



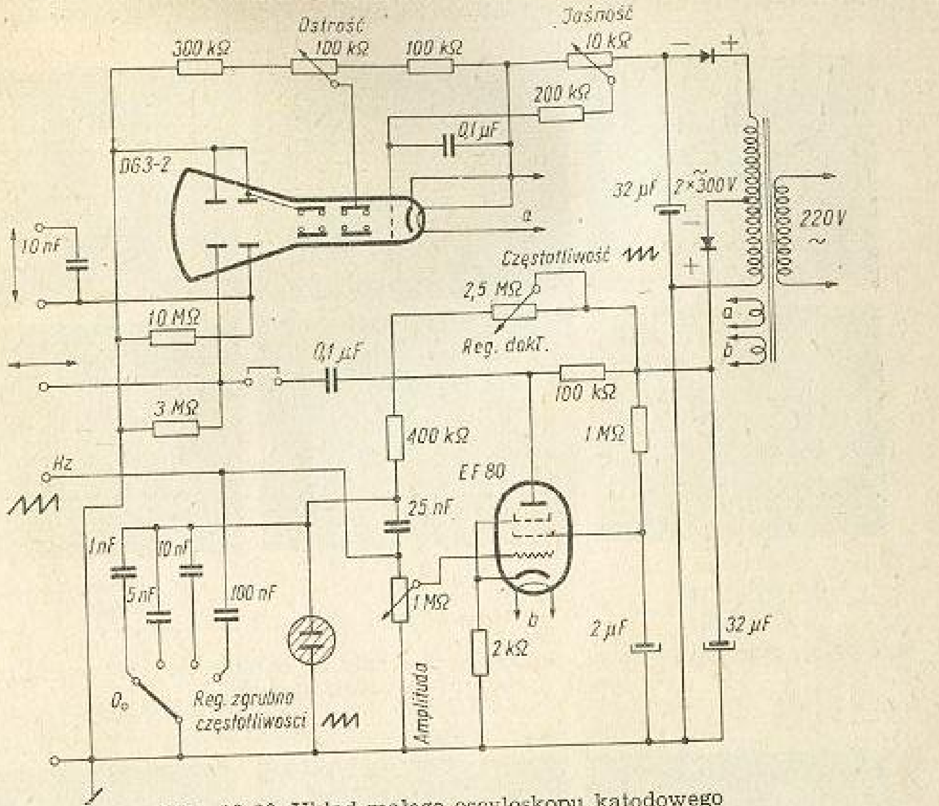
Rys. 16-28. Układ do pomiaru modulacji metodą trapezu

modulację anodową. Płytki pionowe zasila się napięciem w. cz. poprzez pętlę sprzęgniętą z obwodem strojonym PA. Płytki poziome łączy się niesymetrycznie poprzez potencjometr regulacji amplitudy z uzwojeniem wyjściowym transformatora modulacyjnego. Po wymodulowaniu nadajnika tonem sinusoidalnym występuje na ekranie oscyloskopu obraz trapezu (rys. 16-28). Współczynnik głębokości modulacji (w procentach) można łatwo określić z następującej zależności:

$$m = \frac{B - A}{B + A} \cdot 100$$

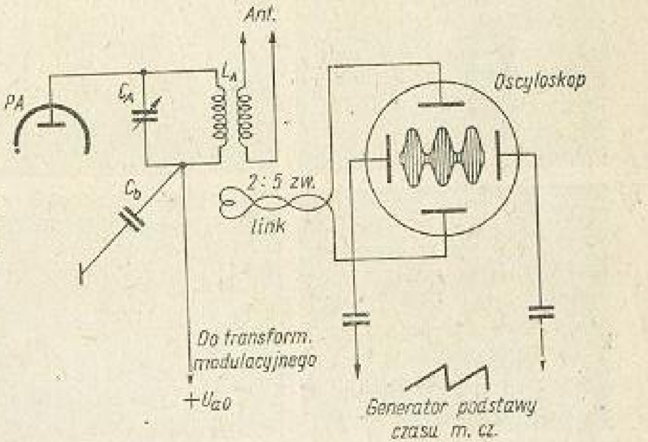
Bardziej rozbudowany oscyloskop wyposażony jest w tzw. podstawę czasu. Do płytek poziomych lampy oscyloskopowej doprowadza się napięcie zmienne o przebiegu piłowym. Napięcie podstawy czasu może być synchronizowane mierzonym napięciem, w wyniku czego występuje na ekranie nieruchomy obraz przebiegu elektrycznego. Częstotliwość podstawy czasu dobiera się proporcjonalnie do częstotliwości obserwowanego przebiegu i w ten sposób uzyskuje się mniejsze lub większe rozciągnięcie sygnału w poprzek ekranu. Napięcie o przebiegu piłowym uzyskuje się za pomocą lampowych generatorów podstawy czasu, lub w najprostszym przypadku z generatora relaksacyjnego z neonówką (rys. 16-29). Napięcie podstawy czasu i napięcie mierzone są wzmacniane zwykle w szerokopasmowych wzmacniaczach. W praktyce krótkofalarskiej — ze względu na znaczne częstotliwości robocze — wykorzystuje się tylko bezpośrednie wejście na płytki oscyloskopu. Wymagane jest wtedy dość duże napięcie sterujące, ale takie właśnie łatwo można uzyskać w nadajniku. Wystarczy też w zupełności taka częstotliwość podstawy czasu, która umożliwi obserwację tylko przebiegów akustycznych do 4000 Hz. Przy użyciu oscyloskopu zaopatrzonego w podstawę czasu możliwa jest obserwacja prze-

biegów modulacji amplitudy w układzie z rys. 16-30. Obrazy tych przebiegów zdjęte z ekranu oscyloskopu uwidocznione są na rys. 16-31 i rys. 16-32. Pierwszy z nich przedstawia charakterystyczne przykłady



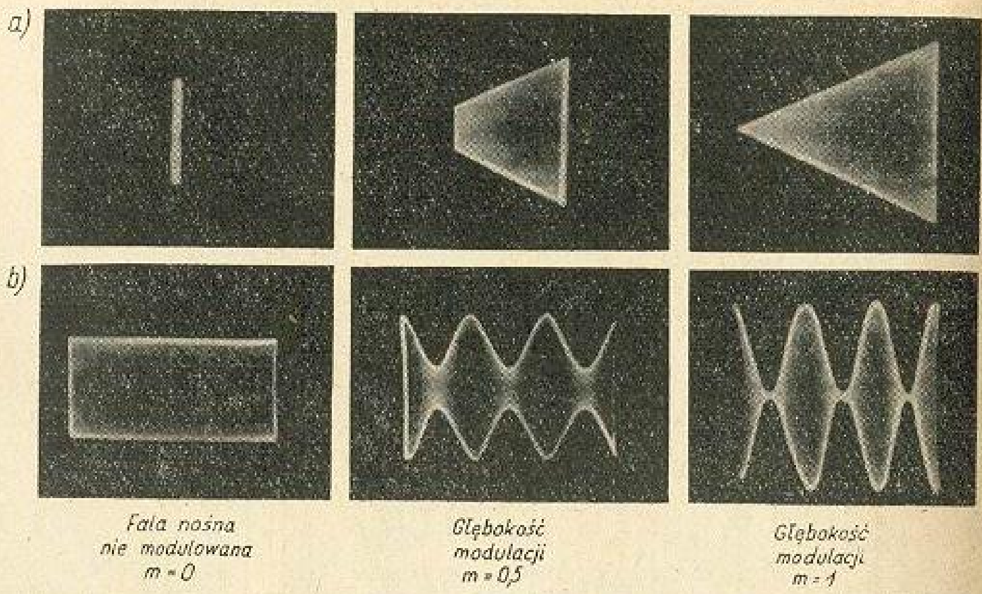
Rys. 16-29. Układ małego oscyloskopu katodowego

Rys. 16-30. Układ do obserwacji przebiegu modulacji anodowej za pomocą oscyloskopu z piłową podstawą czasu

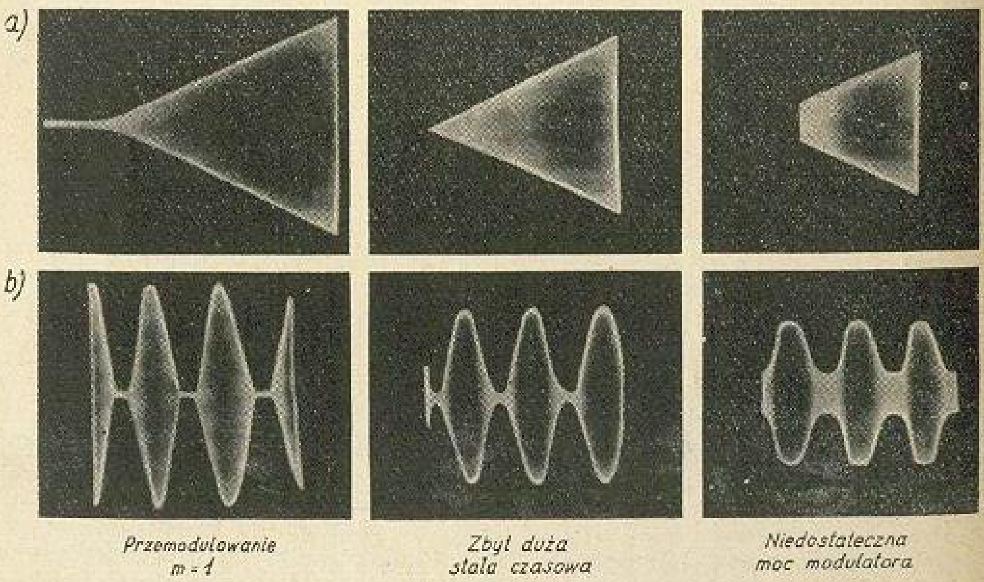


łatwo dostrzegalnych zniekształceń modulacji wynikłych z przemodulowania nadajnika, ograniczonej mocy modulatora itp. Kontrolny oscyloskop katodowy jest więc podstawowym przyrządem każdego nadawcy--krótkofalowca przy pracy fonią.

Pomiaru częstotliwości dokonuje się przez porównanie, doprowadzając poszczególne częstotliwości — mierzoną i wzorcową — do płytek pionowych i poziomych. Otrzymane w wyniku linie Lissajou (rys. 16-33) umożliwiają określenie wzajemnego stosunku obydwu częstotliwości.

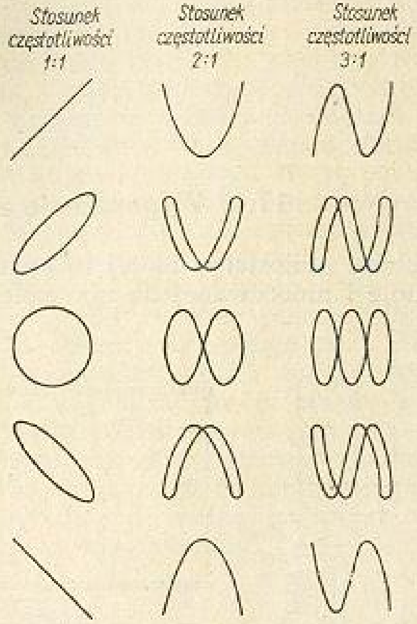


Rys. 16-31. Obrazy przebiegu modulacji amplitudy na ekranie oscyloskopu: a) przy metodzie trapezu; b) z podstawą czasu



Rys. 16-32. Obrazy zniekształceń modulacji na ekranie oscyloskopu: a) przy metodzie trapezu; b) z podstawą czasu

W związku z tym, że odchylenie plamki promienia w lampie oscyloskopowej jest proporcjonalne do napięcia doprowadzonego do płytek, można wykorzystać oscyloskop jako woltomierz napięć zmiennych (po-



Rys. 16-33. Określanie stosunku częstotliwości na podstawie linii Lissaju

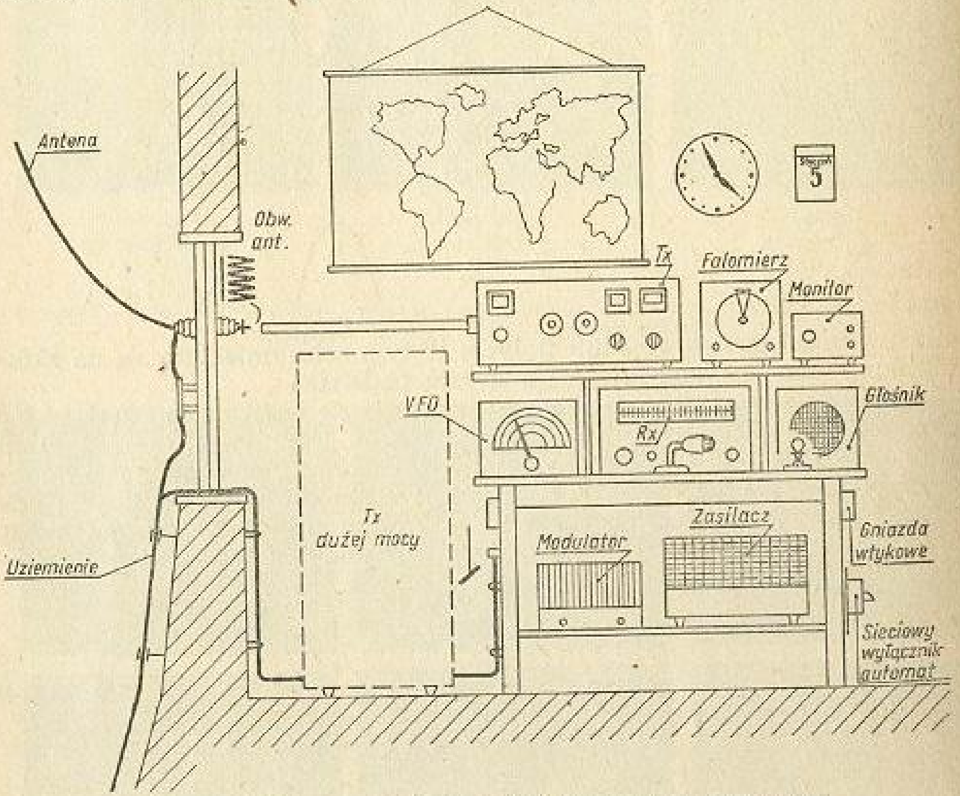
miar wartości szczytowej) lub stałych. W tym celu umieszcza się na ekranie lampy oscyloskopowej przeźroczystą podziałkę.

Przykładem małego i prostego oscyloskopu katodowego jest układ z rys. 16-29. Zastosowana w nim lampa o średnicy ekranu 30 mm zasilana jest z prostownika ze złączowymi diodami germanowymi. Generator podstawy czasu pracuje w układzie z neonówką. Napięcie dla odchylania poziomego jest wzmacniane przez lampę typu EF 80, natomiast napięcie doprowadzane do płytek pionowych nie jest wzmacniane. Zwieraczem Z odłącza się podstawę czasu od płytek.

17. AMATORSKA RADIOSTACJA KRÓTKOFALOWA

17.1. Wyposażenie radiostacji

Amatorska radiostacja małej mocy może być umieszczona na normalnym stole i umocowanej na nim półce (rys. 17-1). Na wprost stano-



Rys. 17-1. Rozmieszczenie urządzeń amatorskiej radiostacji

wiska operatora ustawia się zasadniczy odbiornik krótkofalowy, tak aby jego gałka strojeniowa znalazła się w łatwym zasięgu lewej ręki. Prawą ręką obsługuje operator ustawiony na stole klucz telegraficzny oraz dokonuje zapisów w logu. Obok klucza telegraficznego umieszcza się zwykle główny przełącznik zasilania — „nadawanie-odbiór", ewentualnie i przełącznik anteny. Skala odbiornika i skala VFO umieszczonego w bezpośrednim jego sąsiedztwie powinny być dobrze czytelne ze stanowiska operatora. Nadajnik małej mocy umieszcza się na półce obok falomierza i monitora kontrolnego, a głośnik kontrolny zawiesza się na ścianie, obok półki. Nad półką zawiesza się mapę prefiksów, zegar wskazujący czas GMT oraz kalendarz ścienny. Stół najlepiej jest zaopatrzyć w dolną półkę, na której ustawia się wszelkie zasilacze, modulator i pozostały sprzęt pomocniczy, oraz przykryć płytą szklaną, a pod nią umieścić pomocnicze wykazy i tablice. Mikrofon ustawia się na stole na wprost stanowiska operatora. Wszelkie mierniki i wskaźniki nadajnika powinny być dobrze widoczne ze stanowiska operatora, a gałki dostrojeniowe (pokrętła) znajdować się w zasięgu jego ręki. Większe urządzenia nadawcze umieszcza się w osobnej szafce ustawionej z boku obok stanowiska operatora. Układy dostrojeniowe linii zasilającej antenę umieszcza się w pobliżu okna, gdzie też znajduje się przełącznik uziemiający antenę oraz doprowadzenie uziemienia. Na bocznej stronie stołu umieszcza się niewielką tablicę zasilającą, zaopatrzoną w nadmiarowy sieciowy wyłącznik automatyczny. Do bocznych krawędzi stołu można również przymocować równolegle połączone sieciowe gniazda wtykowe dla zasilania poszczególnych urządzeń. Wszystkie urządzenia stacji powinny być połączone z masą głównego przewodu uziemiającego, doprowadzonego do specjalnego zacisku na stole, oraz zaopatrzone w lampki sygnalizacyjne (kontrola), a przełączniki oznaczone wyraźnymi napisami określającymi pozycję włączenia i wyłączenia. W pobliżu zasilających obwodów sieciowych wskazane jest umieścić niewielki woltomierz prądu zmiennego do kontroli napięcia sieci. W przypadku dużych wahań napięcia sieci należy stosować autotransformator regulowany lub stabilizator magnetyczny.

17.2. Sposoby zwalczania zakłóceń odbioru radiowego i telewizyjnego pochodzących od krótkofalowych urządzeń nadawczych

Czynny nadajnik krótkofalowy nawet o stosunkowo małej mocy i przy poprawnym stanie technicznym jest źródłem zakłóceń odczuwalnych przy odbiorze audycji przez sąsiednich użytkowników odbiorczych urządzeń radiofonicznych lub telewizyjnych. Wszystkie wyższe harmoniczne roboczej częstotliwości nadajnika zakłócają poważnie odbiór telewizyjny, wywołują modulację skrośną w obwodach wejściowych odbiorników, a poza tym są promieniowane przez przewody sieciowe i linie zasilające. Nasilenie tych zakłóceń wydatnie wzrasta, gdy w urządzeniu nadawczym występują usterki techniczne. Dodatkowym źródłem zakłóceń stają się drgania pasożytnicze w poszczególnych stopniach nadajnika oraz kliksy (trzaski) powstające w wyniku niesprawnej manipulacji telegraficznej, jak również przemodulowanie nadajnika fonicznego.

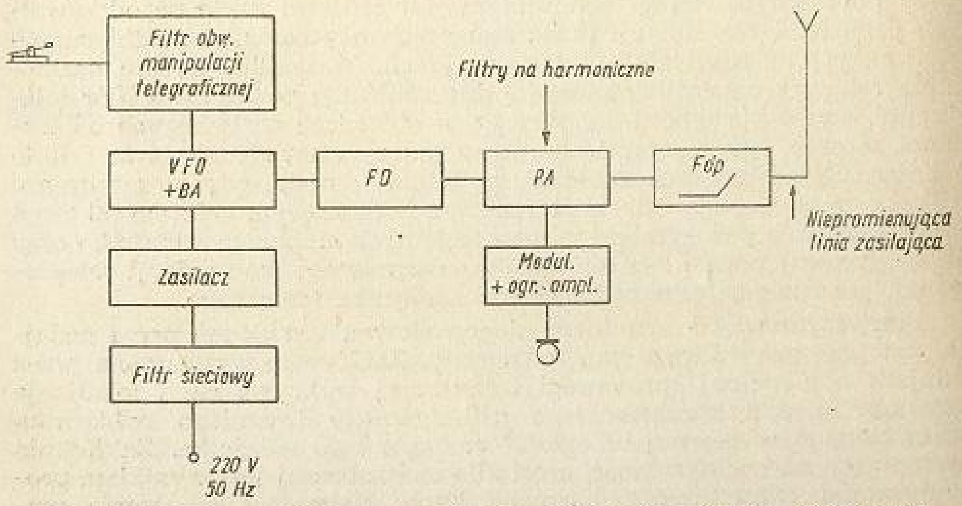
Pierwszym więc warunkiem niepowodowania zakłóceń przez nadajnik jest jego prawidłowy stan techniczny. Zakłócenia wytwarzane przez nadajnik o niepełnej sprawności technicznej wykrywa się i lokalizuje przy użyciu szerokozakresowego selektywnego i czułego odbiornika umieszczonego w pewnej odległości od czynnego nadajnika. Zakłócenia występujące na wielokrotności częstotliwości roboczej jest wynikiem promieniowania częstotliwości harmonicznych. Natomiast zakłócenia występujące na nieokreślonych częstotliwościach, w postaci szumów, trzasków czy gwizdów, świadczą o istnieniu w układzie nadajnika drgań pasożytniczych lub innych usterek technicznych. Usunięcie tego rodzaju zakłóceń pasożytniczych jest stosunkowo łatwe i sprowadza się do odpo-

wiednich zmian w konstrukcji urządzenia, zgodnie z podanymi już poprzednio (rozdz. 2) wytycznymi. Przemodulowanie łatwo można usunąć, choćby przez wielokrotnie zalecane stosowanie ograniczników amplitudy. Trzaski manipulacji telegraficznej mogą być usunięte przez odpowiednie filtry i układy formujące impuls znaku telegraficznego. Drgania pasożytnicze nadajnika wynikające z błędów konstrukcyjnych usuwa się przez prawidłowe rozmieszczenie poszczególnych elementów względem siebie (cewki oddalone od siebie wzajemnie i skierowane prostopadle osiami). Doprowadzenia cewek wykonuje się jak najkrótsze przy możliwie małej liczbie odczepów. Pozostawianie wolnych końcówek przewodów jest niedopuszczalne. Nie podłączone obwody strojone należy zwierać i uziemiać. Poszczególne obwody strojone oraz stopnie wzmacniające izoluje się od siebie metalowymi ekranami (przegrodami). Wszelkie doprowadzenia będące pod napięciem w.cz. należy skracać do minimum, a do anodowych i siatkowych zacisków lamp bezpośrednio dołączać oporniki antyparazytowe o oporności około 20 Ω oraz dławiki UKF (10 ÷ 20 zwojów, Φ 0,3 ÷ 0,6 mm, nawiniętych na oporniku 10 kΩ/2 W). Także obwody żarzenia wszystkich lamp nadajnika należy blokować bezindukcyjnymi kondensatorami o pojemności około 5 nF.

Skłonnościom do drgań pasożytniczych zapobiega prawidłowo wykonana neutralizacja nadajnika. Doprowadzenia obwodów neutralizacji, powinny być krótkie, o małej indukcyjności i prowadzone z dala od obwodów sterujących stopnia neutralizowanego.

Zakłócenia powstające w wyniku promieniowania częstotliwości harmonicznych są trudniejsze do usunięcia. Powstają one nie tylko w układzie nadajnika, ale także w jego otoczeniu i są wynikiem detekcji sygnału na zastępczych obwodach o nieliniowych elementach, jak: przewody telefoniczne, rynny, balustrady itp. przedmioty o wielu stykach półprzewodnikowych.

W układzie nadajnika walkę z harmonicznymi rozpoczyna się już począwszy od stopnia generatora sterującego (VFO) (rys. 17-2). Generator

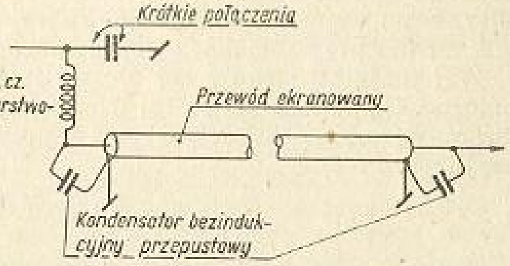


Rys. 17-2. Schemat blokowy urządzenia nadawczego o małych zakłóceniach

sterujący powinien dostarczać sygnału bez wyższych harmonicznych. Spełnienie tego wymagania uzależnione jest od słabego sprzężenia zwrotnego przy niewysokim napięciu anodowym. Separator VFO pracując w klasie A nie powinien zwiększać zawartości harmonicznych w sygnale. Stopnie powielające powinny pracować na niewielkim poziomie energetycznym (niskie napięcie anodowe), a obwody strojone powielaczy wydzielać tylko żądaną częstotliwość roboczą i tłumić wszystkie niepożądane częstotliwości harmoniczne. W stopniach sterujących i końcowych nadajnika należy stosować lampy o dużym wzmocnieniu i małej mocy potrzebnej do sterowania. Ze względu na eliminację parzystych częstotliwości harmonicznych korzystne jest stosowanie przeciwsobnych stopni wyjściowych nadajnika. Najkorzystniejsze warunki pracy występują przy kącie przepływu prądu anodowego lampy wzmacniacza mocy wynoszącym około 90°. Skuteczne tłumienie harmonicznych zapewnia prawidłowo zaprojektowany i zestrojony filtr typu π na wyjściu nadajnika.

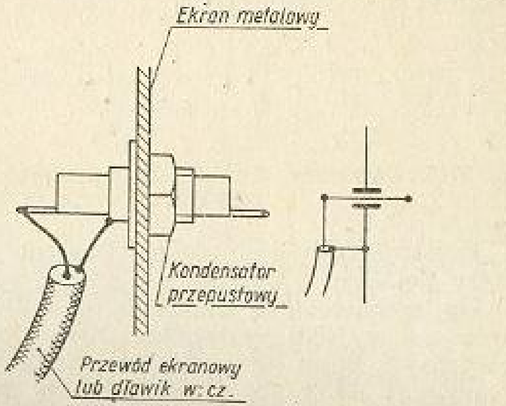
Częstotliwości harmoniczne mogą przenikać z nadajnika w przypadku nieprawidłowo wykonanego ekranowania i uziemienia obudowy. Obudowa nadajnika (w pojęciu ekranowania) powinna być szczelna. Bezpośrednie promieniowanie obwodów strojonych nadajnika nie powinno przenikać na zewnątrz przez żaden większy otwór. Otwory wentylacyjne zakrywa się siatką z otworkami o średnicy nie większej niż 5 mm. Napędy elementów obrotowych zaopatruje się w przedłużacze z materiału izolacyjnego. Obudowę nadajnika wykonuje się z dobrze przewodzącej blachy (np. z duraluminium) i łączy krótkim przewodem miedzia-

Rys. 17-3. Ekranowanie przewodów zasilających w nadajniku



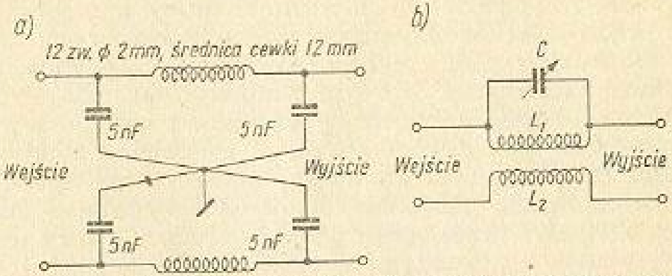
nym o dużym przekroju z najbliższym prawidłowym uziomem. Stosowanie uziemień zastępczych (centralne ogrzewanie) mija się z celem, może bowiem być przyczyną wręcz przeciwnych skutków (zwiększenie się po-

Rys. 17-4. Kondensator przepustowy obwodu nadajnika



ziomu zakłóceń). Wszelkie obwody zasilające nadajnik powinny być wykonane z prawidłowo uziemionego przewodu ekranowanego o dużej pojemności własnej i dobrej izolacji (rys. 17-3). Odcinki nie ekranowane

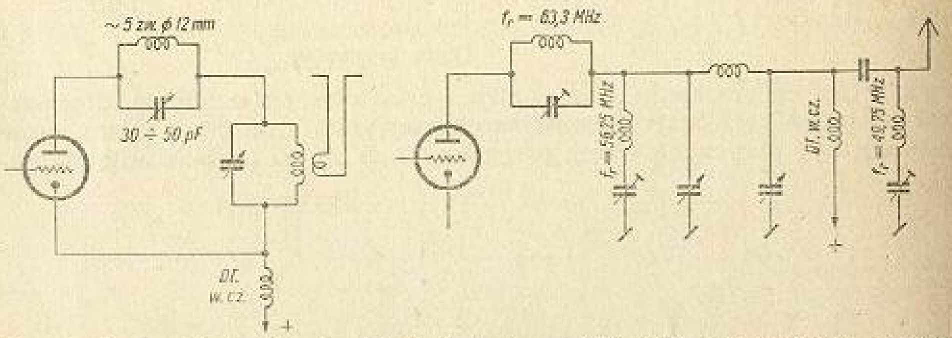
blokuje się do masy bezindukcyjnymi kondensatorami mikowymi lub ceramicznymi. W przejściach poprzez przegrody ekranujące (rys. 17-4) zaleca się stosować dławik i blokujący kondensator przepustowy (spotykany powszechnie w urządzeniach UKF). W doprowadzeniach sieciowych należy stosować dobrze rozbudowane filtry zaopatrzone także w człony filtrujące wyższe harmoniczne, które mogą zakłócić pracę TV (małozwojowe dławiki UKF i dodatkowe małe kondensatory blokujące o małej indukcyjności). W bardziej krytycznych przypadkach można stosować



Rys. 17-5. Filtry sieciowe eliminujące częstotliwości harmoniczne: a) filtr dwudławikowy; b) filtr rezonansowy

rezonansowy filtr sieciowy (rys. 17-5b). Obie cewki L_1 i L_2 nawinięte są bifilarnie na wspólnym korpusie. Filtry sieciowe umieszcza się wewnątrz zasilacza tuż przy zaciskach doprowadzenia sieci.

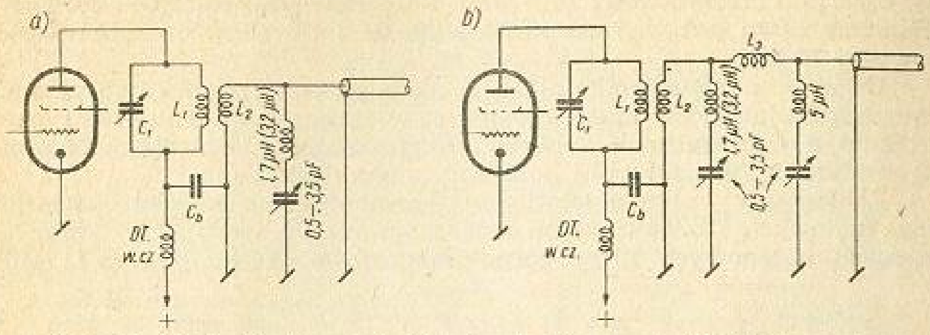
W nadajniku stosuje się często układy tłumiące częstotliwości harmoniczne. Są to szeregowe lub równoległe obwody rezonansowe o dużej dobroci włączane najczęściej w doprowadzenie anodowe lampy końcowej (rys. 17-6).



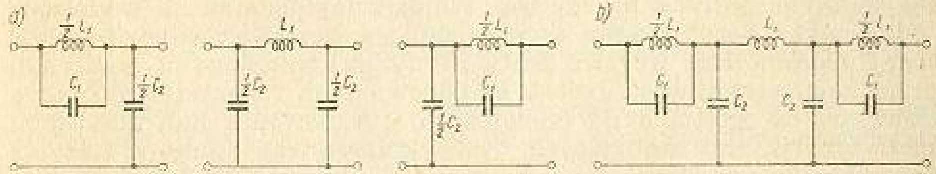
Rys. 17-6. Przykłady filtrów eliminujących częstotliwości harmoniczne: a) filtr pojedynczy; b) układ wielofiltrowy

Proste filtry eliminujące jedną lub dwie częstotliwości harmoniczne włącza się także w obwody wyjściowe nadajnika (rys. 17-7).

Najlepszą metodą tłumienia częstotliwości harmonicznych jest stosowanie na wyjściu nadajnika filtru dolnoprzepustowego (utworzonego zazwyczaj z kilku ogniw składowych) rys. 17-8. Filtr taki w obudowie ekranującej łączy się z nadajnikiem za pomocą odcinka linii koncentrycznej, a często sprzęgającej pętli Faradaya. (W dokładnym obliczeniu elementów filtru może być pomocna popularna broszurka D. Konoszińskiego, pt. „Filtry elektryczne", PWT, Biblioteka radiomechanika). Filtry te pracują zadowalająco tylko przy prawidłowym obustronnym dopasowaniu oporności nadajnika i linii zasilającej antenę. Cewki filtrów nawija się zwykle z dość grubego przewodu na małostratnych korpusach lub



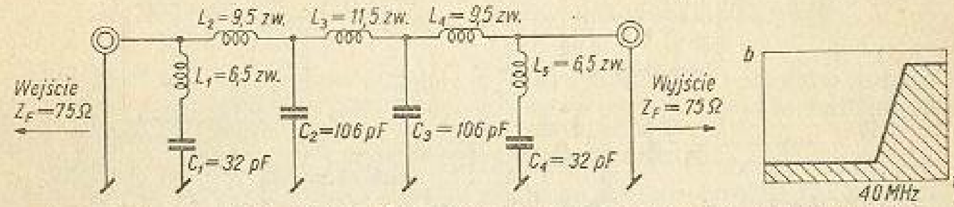
Rys. 17-7. Przykłady filtrów eliminujących: a) jedną częstotliwość harmoniczną; b) dwie częstotliwości harmoniczne



Rys. 17-8. Przykładowy układ filtru antenowego: a) poszczególne ogniwa składowe: b) filtr kompletny

jako powietrzne. Poszczególne części filtru umieszcza się w przegrodach ekranujących z blachy o grubości 2 ÷ 3 mm. Prawidłowe dopasowanie filtru dolno-przepustowego (FDp) do obwodów nadajnika poznaje się, obserwując zmiany prądu anodowego PA przy strojeniu obwodów wyjściowych. Po włączeniu filtru nie powinna zachodzić potrzeba znacznego dostrajania obwodów, a składowa stała prądu anodowego powinna pozostać niezmieniona. Praktycznie dopuszcza się błąd niedopasowania w granicach najwyżej 15%.

Przykładem filtru dolnoprzepustowego dla zasilającej linii koncentrycznej o oporności falowej 75 Ω może być układ z rys. 17-9. Jego cewki



Rys. 17-9. Przykład filtru dolno-przepustowego w obwodzie zasilającej linii koncentrycznej

są nawinięte przewodem ϕ 2 ÷ 2,5 mm przy średnicy uzwojenia 12 mm ze skokiem uzwojenia 3 zw/cm. Filtr stroi się za pomocą GDO przez zmianę odstępu pomiędzy zwojami. Po zwarciu wejścia i odłączeniu cewki L_2 stroi się obwód $L_1 C_1$ do częstotliwości 50 MHz. Do tej samej częstotliwości — po zwarciu wyjścia i odłączeniu cewki L_4 — stroi się ob-

wód L_5 C_4. Cewkę L_3 z kondensatorami C_2 C_3 dostraja się następnie do częstotliwości 28,3 MHz. Po usunięciu cewki L_3 (wejście i wyjście rozwarte) stroi się cewką L_2 obwód L_1, L_2, C_1, C_2 oraz cewką L_4 obwód L_4, L_5, C_3, C_4 do częstotliwości 36,1 MHz. Po ponownym włączeniu cewki L_3 tłumienie filtru jest większe od 50 ÷ 70 dB dla prądów o częstotliwości powyżej 40 MHz.

Drgania zakresu krótkofalowego nie ulegają tłumieniu i są przenoszone swobodnie. Filtr umieszczony jest w ekranującej obudowie z przegrodami, a doprowadzenie kabli od strony nadajnika i anteny zakończone są ekranowanymi wtykami i koncentrycznymi gniazdami.

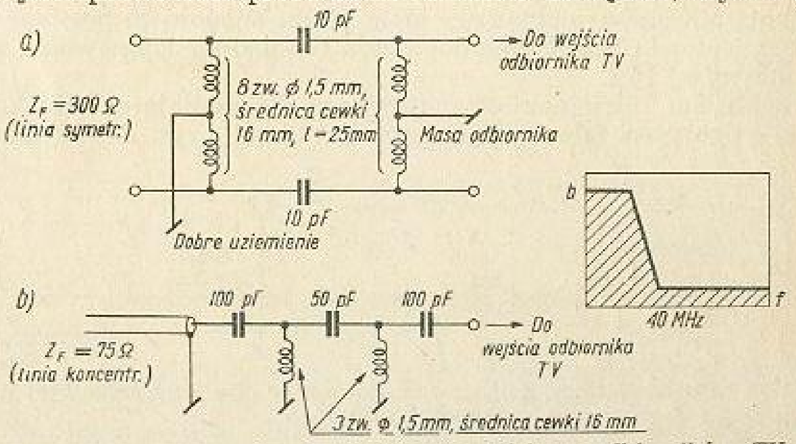
Zakłócający wpływ częstotliwości harmonicznych na pracę odbiorników radiowych i telewizyjnych można ograniczyć, stosując w doprowadzeniach antenowych filtry górno-przepustowe (FGp) — (rys. 17-10).



Rys. 17-10. Zabezpieczenie odbiornika TV przed zakłóceniami

Przenikanie zakłócających sygnałów od strony sieci eliminuje się konwencjonalnymi filtrami sieciowymi. Najbardziej podatne na zakłócenia są odbiorniki o bezpośrednim wzmocnieniu na szczęście rzadko już użytkowane. Ograniczenie wpływu pracy nadajnika fonicznego na odbiorniki z przemianą częstotliwości polega na odpowiednim rozmieszczeniu anten nadawczych w stosunku do odbiorczych, ekranowaniu lub stosowaniu symetrycznych linii zasilających. Niewykorzystywane anteny stacyjne należy uziemiać, ponieważ mogą się one stać przyczyną trudnych do usunięcia zakłóceń w najbliższym otoczeniu.

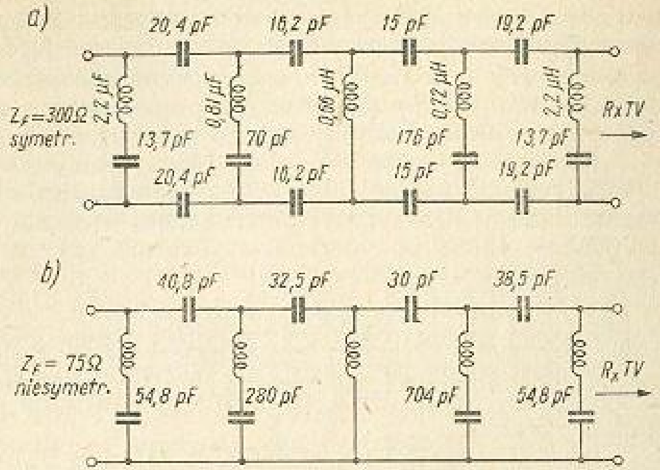
Najdokuczliwsze zakłócenia powoduje czynny nadajnik krótkofalowy przy odbiorze telewizyjnym. Obwody wejściowe odbiorników TV są z reguły szerokopasmowe i przenikanie do nich częstotliwości harmonicznych jest bardzo ułatwione. Na ekranie telewizora pojawiają się wówczas zakłócenia w postaci pasków i tzw. „mory". Obowiązkiem każdego nadawcy jest sprawdzenie przed uruchomieniem nadajnika, czy nie powo-



Rys. 17-11. Filtry górno-przepustowe wejściowe odbiorników TV: a) dla linii symetrycznej; b) dla linii koncentrycznej

duje on zakłóceń odbioru u sąsiadów. Jeżeli pomimo stosowania filtrów po stronie nadawczej zakłócenia występują, należy zabezpieczyć pobliskie telewizory przez zastosowanie na ich wejściu odpowiedniego filtru górno-

-przepustowego (rys. 17-11 i 17-12) zależnie od oporności falowej linii zasilającej dany odbiornik TV. Filtry odbiorcze tłumią wszystkie częstotliwości poniżej 40 MHz. Bardziej rozbudowane filtry — wieloczłonowe



Rys. 17-12. Złożony filtr górnoprzepustowy dla odbiorników TV: a) symetryczny; b) niesymetryczny

niesymetryczne i symetryczne — przedstawione są na rys. 17-12. Wprowadzają one tłumienie większe od 80 dB dla częstotliwości poniżej 30 MHz.

17.3. Praca na radiostacji amatorskiej

Łączność amatorską nawiązuje się na telegrafii lub fonicznie i w zasadzie na jednej wspólnej dla obydwóch radiostacji częstotliwości roboczej. Zmniejsza to szerokość zajmowanego pasma częstotliwości. Przyznane dla ruchu amatorskiego w Polsce pasma w zakresie fal krótkich są następujące:

CW	Fonia
3,500 ÷ 3,600 MHz	3,600 ÷ 3,750 MHz
7,000 ÷ 7,050 MHz	7,050 ÷ 7,100 MHz
14,000 ÷ 14,100 MHz	14,100 ÷ 14,350 MHz
21,000 ÷ 21,150 MHz	21,150 ÷ 21,450 MHz
28,000 ÷ 28,200 MHz	28,200 ÷ 28,700 MHz

Podział ten zmniejsza wzajemne zakłócenia obu rodzajów emisji. W zakresie pierwszych 10 kHz każdego pasma pracują zwykle radiostacje nawiązujące łączność dalekosiężną (DX).

Emisja telegraficzna ułatwia nawiązanie łączności na znaczne odległości, nawet przy silnych zakłóceniach, stosunkowo bardzo małą mocą nadajnika. Układ nadajnika jest prosty, a strojenie mało skomplikowane. Ze względu na wąską wstęgę emisji telegraficznej wykorzystanie pasma jest duże. Łączność telegraficzną realizuje się wyłącznie przy użyciu skrótów (slangu), nie jest więc wymagana tu znajomość obcych języków od operatora. Emisja foniczna zapewnia natomiast bardziej bezpośredni kontakt osobisty (głosowy) między operatorami i ułatwia przekazywanie większej ilości informacji w krótkim czasie. Przy stosowaniu SSB zasięgi łączności fonicznej zbliżają się do zasięgu łączności telegraficznej. Przy

modulacji dwuwstęgowej sytuacja pod tym względem przedstawia się już znacznie gorzej.

Przed uruchomieniem nadajnika należy dokładnie przesłuchać pasmo w pobliżu częstotliwości roboczej, na której ma się odbywać praca, i wybrać wolne miejsce (!). Niedopuszczalne jest przystąpienie do pracy na częstotliwości stacji, która jest w trakcie QSO i kończy swą relację znakiem KN lub K. Wybraną częstotliwość roboczą należy sprawdzić falomierzem lub wyskalowanym odbiornikiem; szczególnie dotyczy to pracy na zakresie Dx przy brzegu pasma.

Nawiązanie łączności, przy której inicjatywa wypływa od danej stacji, rozpoczyna się od wywołania ogólnego na wybranej, niezajętej częstotliwości. Przy pracy telegraficznej wygląda to tak: CQ CQ CQ DE SP5QQ — całość powtórzona trzykrotnie, przy czym w zakończeniu nadaje się AR K.

Wywołana stacja zgłasza się, nadając:

SP5QQ SP5QQ DE OK2XY OK2XY PSE KN

W odpowiedzi przekazuje się pierwszą relację łączności, zawierającą: przywitanie, raport RST, położenie geograficzne stacji oraz imię operatora. Przykład:

OK2XY DE SP5QQ = R OK = GD DR OM = TNX FER CALL = UR RST 599 599 599 = MY QTH IS WARSAW WARSAW = MY NAME IS RICHARD RICHARD = PSE HW? = OK2XY DE SP5QQ PSE KN

Na powyższe otrzymuje się odpowiedź zawierającą podobnie raport i szczegóły. W toku dalszej wymiany wiadomości przekazuje się wzajemnie dane techniczne urządzeń obu stacji oraz dane dotyczące zakłóceń i stanu pogody, a ponadto szczegóły doręczenia kart pokwitowania łączności QSL.

Łączność kończą grzecznościowe formuły, na przykład:

.... = PSE QSL = MY QSL OK = NW QRU? = MNI TNX FER FB QSO = CHEERIO 73 ES BEST DX = GB OM ES SK = OK2XY DE SP5QQ SK

Przy wywołaniu ogólnym w określonym kierunku nadaje się:

CQ CQ CQ OZ DE SP5QQ lub: CQ CQ CQ NORD DE SP5QQ

Przy łącznościach dalekosiężnych wywołanie eliminuje bliżej położonych korespondentów:

CQ CQ CQ DX DE SP5QQ itd.

Łączność foniczna przebiega w podobny sposób, z tym że treść wyraża się słowami z kilkakrotnym powtórzeniem raportu i kończy każdą relację słowem: OVER, COME IN PLEASE lub PRIOM. W zasadzie przy łączności fonicznej posługujemy się językiem angielskim lub — co oczywiście korzystniejsze — językiem kraju, z którym się łączność nawiązuje.

W przypadku, gdy na wołanie CQ odpowiada trudna do zidentyfikowania stacja, woła się w następnej relacji:

QRZ? QRZ? QRZ? DE SP5QQ

Dwukrotne powtarzanie wyrazów relacji poza raportem praktykuje się tylko w niesprzyjających warunkach łączności (silne zakłócenia lub słabe sygnały). W warunkach sprzyjających można przejść na pracę systemem BK, wydatnie skracając czas wzajemnego przekazywania informacji.

W trakcie łączności należy stale kontrolować jakość emisji, stałość częstotliwości, a w przypadku nadajnika fonicznego — głębokość modulacji. Strojenie nadajnika może się odbywać tylko w sposób niezakłócający pracę stacji czynnych w danym pasmie. Dostrajanie się do stacji wołającej CQ powinno się odbywać tylko za pomocą VFO przy odłączonym PA.

Mikrofon powinien się znajdować w stałej odległości od ust, przy czym należy się starać o pełne i o stałym poziomie wymodulowanie nadajnika, możliwie w pobliżu $m = 1$. Przy łączności fonicznej ważniejsze informacje należy zgłoskować, posługując się w tym celu ogólnie przyjętymi symbolami (załącznik 7). Cały przebieg łączności (nawet nieukończonej lub wołanie CQ bez otrzymanej odpowiedzi odnotowuje się w specjalnym dzienniku stacyjnym (tzw. logu) bezpośrednio w trakcie łączności lub zaraz po jej ukończeniu. Wzór układu dziennika podany jest w załączniku 8.

Każda łączność wymaga natychmiastowego potwierdzenia kartą QSL wysłaną do danej stacji zazwyczaj przez Biuro QSL PZK (Polskiego Związku Krótkofalowców) lub bezpośrednio pocztą. Karta nadawcy powinna zawierać dokładny adres i znak stacji, nazwisko operatora, raport RST, warunki łączności (QRM, QRN) datę i godzinę łączności oraz dodatkowo dane techniczne urządzeń stacji i uwagi o doręczeniu kwitującej karty QSL. Kartę podpisuje operator swoim imieniem. Nasłuchowcy wysyłają podobne karty, zawierające jednak co najmniej trzy nasłuchy kolejne danej stacji (dla stacji DX — jeden nasłuch stacji poza europejskich), z podaniem odpowiednich raportów i szczegółów technicznych stacji odbiorczej.

Łączności dalekosiężne (DX) nawiązuje się w pierwszej części każdego pasma, wołając: CQ DX lub zgłaszając się na wołanie odległej stacji (sposób praktykowany z powodzeniem przez nadawców dysponujących nadajnikami o małej mocy). Operator wołający CQ DX nasłuchuje bowiem bardzo pilnie w pobliżu swej częstotliwości roboczej i łatwiej usłyszy słabe sygnały zgłaszającego się nadajnika QRP. W ruchu DX stosuje się dodatkowe skróty informujące o zmianach częstotliwości wołania, na przykład:

10 U — wołać 10 kHz powyżej,
10 D — wołać 10 kHz poniżej.

Przy łączności DX szczególne znaczenie ma raport, zwykle kilkakrotnie nadawany. Przy określonym kierunku wołania CQ (anteny kierunkowe) należy się zgłaszać tylko wtedy, gdy kierunek ten odpowiada pozycji własnej stacji.

Łączności amatorskie nawiązane z określonymi krajami lub kontynentami, nagradzane są dyplomami specjalnie wydawanymi przez dane stowarzyszenia krótkofalowców. Do najbardziej znanych zalicza się dyplomy:

WAS — (Worked All States),
WAC — (Worked All Continents),
DXCC — (DX Century Club),
R6K,R150S — ZSRR,
WADM — NRD,
ZMT — CSRS.

Warunkiem zdobycia dyplomów jest zrealizowanie odpowiedniej liczby łączności potwierdzonych kartami QSL.

WYKAZ PIŚMIENNICTWA

Literatura książkowa

Amateurfunk. Verlag Sport und Technik. Berlin NRD 1960.
Antenna Handbook ARRL. USA 1960.
Hure F., Piat R.: 100 montages ondes courtes. Paris 1961.
Jellonek A.: Miernictwo radiotechniczne. PWT Warszawa 1952.
Justat J.: Tranzystory w praktyce radioamatora. WK Warszawa 1961.
Kijak J., Ebert J.: Podzespoły radiotechniczne. MON Warszawa 1959.
Konaszinski D. A.: Filtry elektryczne. PWT Warszawa 1955.
Konopiński T.: Radiotechniczne urządzenia zasilające małej i średniej mocy. PWT Warszawa 1957.
Linde D. P.: Anteny i ich zasilanie. PWT Warszawa 1955.
Maruszewska M.: Urządzenia radiowe w zarysie. PWSZ Warszawa 1960.
Maruszewska M.: Przyrządy pomiarowe radioamatora. WK Warszawa 1961.
Rothammel K.: Antennenbuch. Verlag Sport und Technik. Berlin NRD 1961.
Rotkiewicz W.: Technika odbioru radiowego. T. 1/2/3. PWT Warszawa 1954.
Scharf W., Borowski H.: Odbiorniki KF i UKF. WK Warszawa 1959.
Schultheiss K.: Kurzwellen Amateur. Franzis-Verlag. Muenchen NRF 1960.
Sprawocznik korotkowołnowika. Moskwa 1960.
Szerszeń J.: Generatory tranzystorowe. PWT Warszawa 1961.
Sypniewski S.: Poradnik radiooperatora. WK Warszawa 1961.
The radio amateurs handbook ARRL. USA 1953, 1959, 1960.
Zagajewski T.: Nadajniki radiowe. PWT Warszawa 1961.

Literatura periodyczna

Amaterske radio. Svazarm Praha 1957—1961.
Biuletyn Warszawskiego Klubu Krótkofalowców. Warszawa 1961.
Das DL-QTC. DARC NRF 1955 — 1961.
Funk Technik. NRF Berlin 1958 — 1961.
Funkschau. NRF Muenchen 1957 — 1961.
Krótkofalowiec Polski. PZK Warszawa 1958 — 1960.
Old man. Union Schweizerischer Kurzwellenamateure 1955 — 1960.
QST — ARRL. USA 1955 — 1961.
Radio. DOSAAF Moskwa 1955 — 1961.
Radioamator. WK Warszawa 1955 — 1961.
Radio-Electronics. USA 1956 — 1961.
Radio und Fernsehen. NRD Berlin 1955 — 1961.
Radio — Television News. USA 1955 — 1961.
R.S.G.B. Biulletin 1958 — 1960.
SV — Magasin 1957 — 1960.

ZAŁĄCZNIKI

Załącznik 1

WYCIĄG Z PRZEPISÓW O POSIADANIU I UŻYWANIU AMATORSKICH RADIOSTACJI

Rozporządzenie
Ministra Łączności z dnia 19 grudnia 1959 r. w sprawie warunków udzielania zezwoleń na posiadanie i używanie radiostacji amatorskich i doświadczalnych

(Przedruk z Dziennika Ustaw PRL Nr 2 z dnia 13 stycznia 1960 r.)

Na podstawie art. 31 dekretu z dnia 11 marca 1955 r. o łączności (Dz. U. Nr 12, poz. 71) zarządza się, co następuje:

Rozdział 1

Zezwolenia na posiadanie i używanie radiostacji amatorskich

§ 1. Radiostacja amatorska jest to urządzenie radionadawcze lub nadawczo-odbiorcze, którego używanie nie ma charakteru zawodowego lub zarobkowego.

§ 2. Radiostacje amatorskie dzielą się na radiostacje indywidualne, posiadane i używane przez osoby fizyczne, i radiostacje klubowe, posiadane i używane przez kluby radioamatorskie.

§ 3. Ustala się pięć następujących kategorii amatorskich radiostacji indywidualnych i klubowych:

Kategoria	Rodzaj emisji lub pracy według oznaczeń przyjętych w regulaminie radiokomunikacyjnym	Moc doprowadzona do anody stopnia końcowego nadajnika (w watach)	Pasma częstotliwości
I	Emisja A1, A3, na KF i A1, A2, A3, F1, F2, F3 na UKF	do 750	według zezwolenia
II	Emisja A1, A3 na KF i A1, A2, A3, F1, F2, F3 na UKF	do 250	„
III	Emisja A1, A3 na KF i A1, A2, A3, F1, F2, F3 na UKF	do 60	„
IV	Emisja A1 na KF i A1, A2, A3, F1, F2, F3 na UKF	do 15	„
V	Zdalne sterowanie	do 5	przewidziane dla urządzeń przemysłowych, naukowych i medycznych w regulaminie radiokomunikacyjnym

§ 4. Zezwolenie na posiadanie i używanie amatorskiej radiostacji indywidualnej może uzyskać osoba fizyczna, która spełnia następujące warunki:

1) ukończyła 18 lat życia — przy zezwoleniach na radiostacje kategorii: I, II, III,
2) ukończyła 15 lat życia — przy zezwoleniach na radiostacje kategorii IV i V,
3) jest członkiem klubu, zarejestrowanego w Polskim Związku Krótkofalowców,
4) posiada świadectwo uzdolnienia (§§ 10 i 11).

Rozdział 2

Świadectwo uzdolnienia

§ 10. Świadectwa uzdolnienia wydawane są na podstawie egzaminu stwierdzającego, że zainteresowana osoba posiada:

1) podstawową, teoretyczną i praktyczną znajomość radiotechniki, a w szczególności znajomość zasad działania i regulacji radiostacji nadawczej w stopniu wystarczającym do obsługi radiostacji odpowiedniej kategorii,
2) umiejętność nadawania i odbioru ze słuchu znaków Morse'a,
3) znajomość przepisów krajowych i regulaminów międzynarodowych o używaniu radiostacji amatorskich.

Rozdział 3

Zasady używania radiostacji amatorskich

§ 13. Z dniem przystąpienia do używania radiostacji amatorskiej należy przesłać do Ministerstwa Łączności schemat i opis techniczny radiostacji.

§ 14. Radiostacja amatorska w swojej pracy powinna stosować się do przepisów niniejszego rozporządzenia, obowiązujących międzynarodowych regulaminów radiokomunikacyjnych oraz warunków zawartych w zezwoleniu.

§ 15. Radiostacje amatorskie mogą nawiązywać łączność radiową tylko z innymi radiostacjami amatorskimi.

§ 16. 1. Wymiana korespondencji powinna się ograniczać do uwag technicznych dotyczących prób oraz uwag o charakterze ściśle osobistym.

2. Zabrania się nadawania i przyjmowania wiadomości pochodzących od osób trzecich lub przeznaczonych dla osób trzecich, jak również informacji politycznych, wojskowych i gospodarczych oraz wszelkiej propagandy i reklamy.

3. Dozwolone jest uzasadnione interesem publicznym przesyłanie wiadomości o katastrofach, klęskach żywiołowych lub innych nieszczęśliwych wypadkach.

§ 17. Organ, który wydał zezwolenie na posiadanie i używanie radiostacji, może zezwolić radiostacji klubowej na nadawanie komunikatów związanych z jej działalnością statutową w zakresie ruchu amatorskiego oraz komunikatów dotyczących szkolenia.

§ 18. Wymiana korespondencji między radiostacjami może być prowadzona wyłącznie w języku jawnym, przy użyciu skrótów przyjętych w radiokomunikacji.

§ 19. W czasie pracy radiostacji należy w krótkich odstępach czasu nadawać przydzielony znak wywoławczy znakami Morse'a lub słownie.

§ 20. Dla radiostacji należy prowadzić dziennik pracy, w którym należy zapisywać czas rozpoczęcia i zakończenia każdego nadawania, nawet w przypadku nienawiązania łączności, oraz znaki wywoławcze wszystkich radiostacji, z którymi nawiązano łączność.

§ 21. W pomieszczeniu, w którym jest zainstalowana radiostacja, powinny znajdować się:

1) zezwolenie na posiadanie i używanie radiostacji,
2) egzemplarz rozporządzenia,
3) schemat i opis aparatury radiostacji,
4) dziennik pracy,
5) w pomieszczeniach radiostacji klubowych — ponadto wykaz imienny stałego personelu upoważnionego do obsługi i wykaz osób szkolonych.

§ 22. Radiostacja amatorska nie może swoją pracą zakłócać pracy radiostacji innych służb radiokomunikacyjnych oraz odbioru emisji radiofonicznych i telewizyjnych.

Instrukcja w sprawie warunków udzielania zezwoleń na posiadanie i używanie radiostacji amatorskich

2. System przydzielania znaków wywoławczych

2.1. Przydzielony amatorskiej radiostacji kategorii I-IV znak wywoławczy w zezwoleniu posiada następujące składniki:

a) prefiks państwowy: SP,
b) cyfrę oznaczającą okręg, w którym jest zainstalowana radiostacja (wg adresu podanego w zezwoleniu) zgodnie z następującym podziałem:

— wojew.	szczecińskie i koszalińskie	— cyfra	1
— „	gdański i bydgoskie	— „	2
— „	poznańskie i zielonogórskie	— „	3
— „	białostockie i olsztyńskie	— „	4
— „	warszawskie	— „	5
— „	wrocławskie i opolskie	— „	6
— „	kieleckie i łódzkie	— „	7
— „	lubelskie i rzeszowskie	— „	8
— „	katowickie i krakowskie	— „	9

c) dwie lub trzy litery indywidualne dla właściciela zezwolenia.

4. Przepisy bezpieczeństwa pracy na radiostacjach amatorskich

4.1. Warunki BHP dla pomieszczeń radiostacji.

4.1.1. Pomieszczenia, w których ma być lub jest zainstalowana radiostacja amatorska, nie mogą być zawilgocone. Ściany pomieszczenia nie mogą być wyraźnie wilgotne, a wilgotność powietrza w nich nie powinna być większa od 70% wilgotności względnej.

4.1.2. Jeśli pomieszczenie, w którym ma być lub jest zainstalowana radiostacja amatorska, posiada podłogę krytą materiałem ceramicznym (beton, lastrico itp.), winna ona być pokryta materiałem izolującym cieplnie i elektrycznie.

4.1.3. Pomieszczenia, w których ma być, lub jest już zainstalowana radiostacja amatorska, winny być w czasie pracy nadajnika otwierane z zewnątrz i z wewnątrz.

4.1.4. Instalacja centralnego ogrzewania nie może wchodzić w skład obwodów aparatury nadawczej. Zastosowanie instalacji wodociągowej jako pomocniczego uziemienia jest dozwolone po zabocznikowaniu wodomierza. Zaleca się przeprowadzenie pomiarów oporności uziemień przez inspekcję łączności.

4.2. Warunki BHP dla aparatury.

4.2.1. Instalacja zasilająca powinna być wykonana zgodnie z obowiązującymi przepisami energetycznymi; w szczególności należy stosować aktualnie obowiązujące przepisy: „Przepisy eksploatacji urządzeń elektrycznych w zakładach przemysłowych" część I i II i „Przepisy budowy urządzeń elektrycznych" część I i II.

4.2.2. Zaleca się zaopatrzyć aparaturę nadawczą w blokadę mechaniczną wyłączającą wysokie napięcie przy otwieraniu dostępu do wnętrza aparatury. Jeśli wnętrze aparatury jest łatwo dostępne dla osób postronnych, stosowanie blokady jest obowiązkowe.

4.2.3. Jeśli aparatura zaopatrzona jest w urządzenie wirujące, winny być one stale osłonięte.

4.2.4. Zabrania się pracy przy urządzeniach, w których części zewnętrzne, obudowa, pokrętła, klucze, przełączniki itp. nie są uziemione, oraz w jakikolwiek sposób możliwe jest bezpośrednie lub za pomocą elementów metalowych dotknięcie części urządzenia, będących pod napięciem.

4.2.5. Doprowadzenie energii elektrycznej winno być odrębnie zabezpieczone wyłącznikami nadmiarowymi lub bezpiecznikami topikowymi dostosowanymi do minimalnego prądu zasilania radiostacji.

4.2.6. Urządzenie winno posiadać przełącznik odgromowy dla uziemienia anteny.

4.2.7. Czynności manipulacyjne i strojcze mogą być wykonywane wyłącznie przy pomocy dostępnych z zewnątrz pokręteł, przełączników i kluczy.

4.2.8. Aparatura winna być zabezpieczona przed uruchomieniem jej przez osoby niepowołane.

4.2.9. Załączenie aparatury może być dokonane tylko wtedy, jeśli jest ona w pełni przygotowana, sprawdzona, zamknięta, a osoby znajdujące się w pomieszczeniu aparatury ostrzeżone.

4.2.10. Jeśli zakończono pracę, tj. jeśli przewiduje się przerwę w pracy dłuższą niż 15 minut, należy nadajnik odłączyć od sieci a antenę uziemić przy pomocy przełącznika odgromowego.

4.2.11. Wymiana elementów aparatury, jak lamp, bezpieczników itd., jest dozwolona tylko po odłączeniu aparatury od sieci.

4.2.12. Przed dokonywaniem bieżących napraw aparatury, należy aparaturę odłączyć od sieci zasilającej, odłączyć i uziemić antenę i rozładować kondensatory prostowników, dotykając uziemionym przewodem nieuziemionych końcówek tych kondensatorów. Niezależnie od powyższego, prostowniki winny być zaopatrzone w opory upływowe dobrane tak, aby czas rozładowania kondensatorów był nie większy niż 20 sekund. W czasie pomiarów wykonywanych pod napięciem należy stosować osprzęt ochronny (np. rękawice itp.) i postępować zgodnie z przepisami BHP dotyczącymi prac laboratoryjnych.

4.2.13. Prace naprawcze i konserwacyjne niezakończone winny być wpisane do księgi stacyjnej, a na aparaturze należy zawiesić tablicę ostrzegawczą, jeśli będzie możliwy dostęp do aparatury przez osoby niepowołane.

4.2.14. Przewody antenowe i feederowe nie mogą przebiegać w odległości mniejszej niż 2 metry od linii teletechnicznych i energetycznych i krzyżować się z nimi.

4.2.15. Uziemienia nie mogą być ułożone w pobliżu kabli teletechnicznych.

4.2.16. Feedery i anteny winny być tak przeprowadzone, aby nie było możliwe dotknięcie ich ręką w bezpośrednim dosięgu. Jeśli spełnienie tego warunku jest niemożliwe, należy je zaopatrzyć w osłony.

4.2.17. Feedery i anteny winny być uziemione elektrostatycznie przy pomocy dławików, cewek bądź oporników.

4.2.18. Prace remontowe przy antenach i feederach są dozwolone tylko przy odłączonym wysokim napięciu i uziemieniu elementów remontowanych.

4.2.19. Prace remontowe na antenach i feederach wolno prowadzić jedynie w obecności drugiej osoby dozorującej, oraz z zastosowaniem sprzętu zabezpieczającego przed upadkiem.

Zabrania się dokonywania prac remontowych w złych warunkach atmosferycznych (burza, wiatr, oblodzenie, mróz itd.).

4.2.20. Anteny muszą być wybudowane w sposób zgodny z przepisami porządkowo-budowlanymi.

5. Przepisy o ograniczeniu zakłóceń ze strony radiostacji amatorskich

5.1. Moc w zasadniczym pasmie emitowanym musi wynosić 99% mocy promieniowanej.

5.2. Pasmo emitowania przy pracy telegraficznej winno wynosić maksymalnie 200 Hz, A2 — 2500 Hz, a przy pracy telefonicznej 6000 Hz. Przy pracy F3 maksymalna dewiacja wynosić ma 30 kHz.

5.3. Tętnienie sieci prostownika winno być mniejsze od 0,1% (—30 dB).

5.4. Łączna moc częstotliwości harmonicznych pasożytniczych na wejściu nadajnika nie może przekroczyć 50 mW (—40 dB w stosunku do 500 W).

5.7. Tylko nadajniki IV i V kategorii mogą posiadać minimum dwa stopnie w.cz., tj. generator i stopień mocy.

5.8. Podczas $1/2$ godzinnej pracy częstotliwość nośna nie może się zmieniać na:
— 100 Hz dla kategorii I i II,
— 500 Hz dla kategorii III,
— 1 kHz dla kategorii IV.

Załącznik 2

RODZAJE EMISJI SYGNAŁÓW RADIOWYCH

Modulacja amplitudy

A0 — bez modulacji
A1 — telegrafia na fali ciągłej
A2 — telegrafia tonowana
A3 — telefonia dwuwstęgowa
A3A — telefonia jednowstęgowa ze zredukowaną falą nośną
A3J — telefonia jednowstęgowa z całkowicie usuniętą falą nośną
A3B — telefonia z dwiema niezależnymi wstęgami bocznymi
A4 — fototelekomunikacja
A5C — telewizja z częściowo tłumioną dolną wstęgą boczną

Modulacja częstotliwości

F0 — bez modulacji
F1 — telegrafia z przesuwem częstotliwości
F2 — telegrafia tonowana
F3 — telefonia
F4 — fototelekomunikacja
F5 — telewizja

Załącznik 3

OZNACZANIE CZYTELNOŚCI, SIŁY SYGNAŁU, TONU LUB MODULACJI SYGNAŁU WEDŁUG SYSTEMU RST/M

R — czytelność znaków

1 — nieczytelny
2 — okresowo czytelny
3 — czytelny z trudem
4 — czytelny bez trudności
5 — dobrze czytelny

S — siła sygnału

1 — ledwo słyszalny sygnał
2 — bardzo słaby sygnał
3 — słaby sygnał
4 — dostateczny sygnał
5 — dość dobry sygnał
6 — dobry sygnał
7 — średnio silny sygnał
8 — bardzo silny sygnał
9 — nadzwyczaj silny sygnał (100 μV)

T — ton

1 — chrapliwy ton prądu zmiennego poniżej 50 Hz
2 — ton prądu zmiennego do 150 Hz
3 — mało dźwięczny ton prądu zmiennego
4 — dźwięczny ton prądu zmiennego
5 — ton prądu stałego mocno modulowany napięciem zmiennym
6 — ton prądu stałego mało modulowany napięciem zmiennym
7 — prawie ton prądu stałego z lekkim przydźwiękiem prądu zmiennego

Dodatkowe oznaczenia

X — znaki o tonie stabilnym podobnym do tonu układów stabilizowanych kwarcem
K — kliksy (trzaski) przy kluczowaniu
C — chirp (piukanie) przy kluczowaniu

Przy emisji fonicznej zamiast T podaje się:

M — jakość modulacji

1 — modulacja zupełnie nie zrozumiała
2 — zła modulacja, drgania pasożytnicze itp.
3 — niewielka jakość modulacji, częściowa modulacja częstotliwości
4 — modulacja miernej jakości, przemodulowanie
5 — dobra modulacja nie przekraczająca $m = 1$

Załącznik 4

KOD Q 60

QAZ	burza, wyłączam stację
QLF	nadajecie lewą nogą
QLZ	nic z tego, jestem zbyt leniwy
QHL	przeszukiwanie pasma od największej częstotliwości
QHM	przeszukiwanie pasma od największej do średniej częstotliwości
QLH	przeszukiwanie pasma od najmniejszej częstotliwości
QLM	przeszukiwanie pasma od najmniejszej do średniej częstotliwości
QMH	przeszukiwanie pasma od środkowej do największej częstotliwości
QML	przeszukiwanie pasma od środkowej do najmniejszej częstotliwości
QQQ	muszę przerwać łączność, wyjaśnienia potem
QRA	nazwa mojej stacji ....
QRAR	mój adres w call booku jest dokładny i prawidłowy
QRB	odległość między nami około ..... km
QRG	dokładna wasza częstotliwość jest ...... kHz
QRH	wasza częstotliwość zmienia się
QRI	wasz ton jest zły
QRJ	wasze sygnały bardzo słabe, nieodbieralne
QRK	czytelność waszych sygnałów jest 1 9
QRL	jestem zajęty, proszę nie przeszkadzać
QRM	mam przeszkody od innych stacji
QRN	mam przeszkody atmosferyczne
QRO	powiększcie moc
QRP	zmniejszcie moc
QRQ	nadawajcie szybciej
QRRR	znak niebezpieczeństwa na lądzie (tylko w ruchu amatorskim)
QRS	nadawajcie wolniej
QRT	kończę nadawanie, wyłączam stację
QRU	nie mam nic dla was
QRV	jestem gotów do pracy
QRW	przekażcie .... że go wołam
QRX	proszę poczekać zawołam was o godzinie ......
QRY	wasza kolejność jest ....
QRZ	was woła ......, kto mnie woła?
QSA	siła waszych sygnałów jest 1 9
QSB	wasze sygnały zanikają okresowo
QSD	źle nadajecie kluczem, złe znaki CW
QSK	mogę słuchać w przerwach nadawania (BK)
QSL	odbiór potwierdzam, przyślę kartę
QSLL	chcemy wzajemnie wymienić nasze karty QSL
QSLN	nie wysyłać karty QSL
QSM	proszę powtórzyć (rpt)
QSN	słyszałem was na .... kHz
QSO	mam połączenie
QSP	przekażcie komunikat do ....
QSQ	nadawajcie każde słowo jeden raz
QST	komunikat do wszystkich
QSU	nadawajcie na częstotliwości .... kHz
QSUF	proszę o łączność telefoniczną przewodową
QSV	nadawajcie „V" dla strojenia
QSW	przechodzę na częstotliwość .... kHz
QSX	słucham na częstotliwości .... kHz
QSY	przejdźcie na częstotliwość .... kHz
QSZ	nadawajcie każde słowo dwa razy
QTC	mam dla was radiogram (wiadomość)
QTH	moje geograficzne położenie jest ....
QTR	dokładny czas jest ....
QTU	pracuję od ...... do ......
QUA	przekazuję wiadomości od ....
QUH	ciśnienie barometryczne wynosi ....
QWX	stan pogody

SKRÓTY STOSOWANE W KORESPONDENCJI AMATORSKIEJ (SLANG)

AA	wszystko po
AB	wszystko przed
ABT	około, mniej więcej
ABV	powtórzcie cyfry w skrótach
AC	prąd zmienny
ADR	adres
ADS	adres
AER	antena
ANT	antena
AF	częstotliwość akustyczna
AFTER	później
AFTON	popołudnie
AFTRON	popołudnie
AGN	znowu, powtórnie
ALL	wszystko
ALSO	także
AM	przedpołudnie
AM	modulacja amplitudy
AMMTR	amperomierz
AMP	amper
ANI	każdy, wszelki
ANY	każdy, wszelki
ANS	odpowiedź
ANT	antena
AR	koniec nadawania
AT	w, przy
AUD	słyszalność
AVC	automatyczna regulacja wzmocnienia
AVARD	dyplom
BA	separator wzmacniający
BAND	pasmo, zakres
BC	rozgłośnia radiowa
BCL	radiosłuchacz
BCI	zakłócenia radiowe od pracy nadajnika
BD, BAD	źle, zły
BECUS	ponieważ
BEST	najlepszy
BEAM	antena kierunkowa
BFO	generator do odbioru CW w odbiorniku
BERE	przed, zanim
BI, BY	przez, przy pomocy
BIZ	zajęcie, interes
BK	dupleks
BN	wszystko między ... i ...
BOX	skrytka pocztowa
BQ	odpowiedź na zapytanie
BTR	lepiej
BTWN	między, pomiędzy
BU	był, byłem
BUG	klucz półautomatyczny
BUT, BT	lecz, jednak, ale
BUREAU	biuro
BW	fala negatywna

BY	przez
BV	separator niewzmacniający
C	tak
CALL	wołanie, znak wywoławczy
CALM	cisza
CAN	mogę
CANT	nie mogę
CARD	karta
CC	ton kwarcu
CHAT	rozmowa
CHIRP	świergot
CITY	miasto
CFM, CEM	potwierdzenie, potwierdzam
CHEERIO	pozdrowienie
CK	ilość słów
CKT	schemat
CL	zamykam stację
CLG	wołający
CLD	wołany
CLEAR	pogodnie
CLIKS	trzaski telegraficzne
CLOSE	parno
CLOUD	chmurno
CLOUD-LESS	pogodnie
CLUB	klub
CN, CAN	mogę, możecie
CN, CANT	nie mogę
CO	generator kwarcowy
COD	kod, hasło
COL	sprawdzić, sprawdzimy
COLD	zimno
COND	kondensator
CONDS	warunki łączności
CONDX	warunki łączności dalekosiężnej
CONGRATS	gratulacje, powinszowania
CONTACT	połączenie
CONTEST	zawody
CONTS	kontynenty
COPA	generator kwarcowy ze wzmacniaczem mocy
CQ	do wszystkich stacji
CTR	kraje
CRD	karta, pocztówka
CU	spotkamy się (w eterze)
CUAGD	do usłyszenia wkrótce
CUD	mógł
CUL	do usłyszenia później
CP	przeciwwaga
CW	fale nietłumione, telegrafia
DC	prąd stały
DE	od, z
DEAR	drogi

DIF	różnica
DIRECT	wprost, bezpośrednio
DSW	do widzenia
DR	drogi
DRY	suchy
DULL	ponury
DX	łączność dalekosiężna
EAST	wschód
EC	znak końca telegramu
ECO	generator ze sprzężeniem elektronowym
ELBUG	klucz elektronowy
END	koniec
ER, ERE	tutaj, u mnie
ES	i, oraz
EVED	każdy
EX	dokładnie
FAIR	przepiękna, wyśmienita
FAN	nasłuchowiec
FB	wspaniale
FD	podwajacz częstotliwości
FED	sprzężenie
FER	za, dla, przy
FEW	mało
FINE	piękny
FIX	stały, na stałe
FIRST	pierwszy
FM	z, od
FM	modulacja częstotliwości
FMTR	falomierz
FOG	mgła
FRD	przyjaciel
FROM	od
FREQ, FRQ	częstotliwość
FROST	mróz
FT	potrajacz częstotliwości
GA	proszę nadawać
GANG	zespół
GB	do widzenia
GD	dzień dobry
GE	dobry wieczór
GEN	generator
GLD	zadowolony, ucieszony
GMT	czas środkowo europejski
GN	dobranoc
GND	ziemia, uziemienie
GT	dostać, otrzymać
GUD	dobry, dobrze
GUHOR	nie słychać was
GV	dajcie, dajemy
HAM	nadawca
HEAR	słyszę
HF	wielka częstotliwość
HFO	VFO kwarcowe
HI	śmieję się
HOT	gorąco
HOUR	czas
HPE	spodziewam się, mam nadzieję
HPY	szczęśliwy
HR	tu, tutaj
HRD	słyszałem
HUM	przydźwięk
HT	wysokie napięcie
HV	mam, posiadam
HVNT	nie mam, nie posiadam

HW	jak mnie słyszycie
HWSAT	jak wam się podoba
HZ	here
I	ja
ICW	telegrafia modulowana
IN	w
INPT	moc doprowadzona
IS	jest
K	nadawajcie
KN	przejście na odbiór dla określonego korespondenta
KOL	kolega
KY	klucz telegraficzny
LF	mała częstotliwość
LID	zły operator
LIS	licencja
LOG	dziennik
LONG	długi, długość
LS	głośnik
LSTN	słuchacz
LUCK	szczęście
LTR	list
MA	miliamperomierz
MBB	pasmo MHz
MEDIUM	średni, średnio
MEZ	czas środkowo-europejski
MIN	minuta
MIKE	mikrofon
MNI	dużo, wiele
MO	stopień sterujący, generator
MOD	modulacja, modulator
MON	moment
MOPA	generator sterujący i wzmacniacz mocy
MOST	większa część
MSG	wiadomość, radiogram
MT	próżny, pusty
MTR	metr
MY	mój, mnie
N	nie
NAME	imię
ND	nie do zrobienia
NEW	nowy
NFM	modulacja częstotliwości, wąskopasmowa
NG	zły, nie dobry, nie odpowiedni
NICE	ładny
NIL	nic
NITE	noc
NO, NOT	nie
NR	numer
NR	około
NW	teraz
OB	przyjaciel
OK	wszystko w porządku
OFT	często
OLD	stary
OM	stary towarzysz, przyjaciel
ON	na, w dniu
ONLI	tylko, jedynie
OP, OPR	operator
OR	lub, albo
OSC	oscylator
OTR	inny

OT	stary nadawca
OUTPT	moc wyjściowa
OWLS	radiostacja państwowa
PA	stopień wzmacniacza mocy
PART	część
PBL	tytuł
PP	układ przeciwsobny
PM	popołudnie
PSE	proszę
PURE	czysty
PSED	cieszę się
PWR	moc
PX	wiadomości prasowe
R	odebrano (radiogram)
RAC	prąd zmienny wyprostowany
RAJN	deszcz
RCD	odebrał, przyjął
RCFF	prostownik
RCVD	odebrałem
RCVR	odbiornik
REM	uwagi
RDN	promieniowanie
RDO	radio
RERUN	proszę powtórzyć od początku
RF	częstotliwość radiowa
RFB	odebrałem bardzo dobrze
RITE	pisać, piszcie
RIG	urządzenie
RMKS	uwagi
RPRT	raport
RPT	powtórzyć
RPM	obroty na minutę
RPS	obroty na sekundę
RSM	raport telefoniczny
RST	raport telegraficzny
RX	odbiornik
RCC	klub przeżuwaczy szmat (gadułów)
SA	mówić, powiedzcie
SEC	sekunda
SEND	posyłać, przekazać
SET	zespół
SIG	podpis
SIGS	sygnały
SK	koniec nadawania
SKED	połączenie umówione
SN	wkrótce
SNOW	śnieg
SRI	żałuję, przykro mi
SPK	mówić
SS	radiostacja okrętowa
STDI	stały, pewny, równy
STN	stacja
STORM	burza
ST	ulica
SYM	nieco, trochę
SURE	na pewno, bądźcie pewni
SUNNY	słonecznie
SW	krótkofalowy
SWL	nasłuchowiec
SWR	współczynnik fali stojącej
TB	lampa
TEN	pasmo dziesięcio-metrowe
TEST	próba
TEMP	temperatura
TFC	regularna łączność
TG	telegrafia
THAW	odwilż
TIKAS	proszę uważać
TIME	czas
TILL	do
TK	brać
TKU	dziękuję wam
TNX, TKS	dziękuję
TMR, TMW	jutro
TO	do, dla
TODI	dzisiaj
TONE	ton
TOO	także, zbyt
TOW	towarzysz
TR	tranzystor
TRUB	przeszkoda, zakłócenie
TUBE	lampa
TVI	zakłócenia na telewizji
TX	nadajnik
TXT	tekst
UFB	wspaniale
UNSTDI	niestabilny
UNLIS	nielicencjowany
UHF	fale ultrakrótkie
UR	wasz, twój
USW	ultrakrótkie fale
VB	bardzo źle
VFO	przestrajany generator sterujący
VIA	przez, za pośrednictwem
VY	bardzo
W	słowo, wyraz lub wat — jednostka mocy
WAVE	fale
WARM	ciepło
WEAK	słaby
WEN	kiedy
WET	mokro
WID	z
WITH	z, zarazem z
WK	praca, nadawanie
WKD	pracujący z
WL	chcemy, mam nadzieję
WN	kiedy, gdy będę
WIND	wiatr
WIRE	drut
WKG	pracując
WPM	słów na minutę
WRLS	radio
WRK	pracować
WSEM	do wszystkich
WUD	byłbym
WTTS	waty
WT	wat
WW	cały świat
WVL	długie fale
WX	pogoda
X	ton kwarcu
XCUS	przepraszam
XMAS	Boże Narodzenie
XMTR	nadajnik
XTAL	kwarc
XPECT	oczekuję
XS	zakłócenia atmosferyczne
XQ	notatka służbowa
XXX	sygnał ponaglenia
XYL	żona amatora
YES	tak
YDAY	wczoraj
YF	żona
YER	rok
YR	wasz
YL	dziewczyna
ZDR	dzień dobry
ZONE	strefa
2	do
2 NITE	dziś w nocy
4	dla
8!	trzymajcie się
73	pozdrowienia
88	ucałowania
99	przepadnij, spal lampy

MIĘDZYNARODOWY ALFABET MORSEGO

Czas trwania kropki	τ
Czas trwania kreski	3τ
Odstęp pomiędzy elementami znaku telegraficznego	τ
Odstęp pomiędzy dwoma znakami telegraficznymi	3τ
Odstęp pomiędzy dwoma słowami lub grupami	5τ

Litery zasadnicze

a	.—	n	—.
b	—...	o	———
c	—.—.	p	.——.
d	—..	q	——.—
e	.	r	.—.
f	..—.	s	...
g	——.	t	—
h	....	u	..—
i	..	w	.——
j	.———	v	...—
k	—.—	x	—..—
l	.—..	y	—.——
m	——	z	——..

Litery dodatkowe

ą	.—.—
ä	.—.—
ć	—.—..
ch	————
ę	..—..
ń	——.——
ł	.—..—
ó	———.
ö	———.
ü	..——
ź	——..—
ż	——..

Cyfry

1	.————
2	..———
3	...——
4	....—
5	.....
6	—....
7	——...
8	———..
9	————.
0	—————

Cyfry skrócone

1	.—
2	..—
3	...—
4	....—
5	.....
6	—....
7	—...
8	—..
9	—.
0	—

Znaki przestankowe

Kropka	.	.—.—.—
Przecinek	,	——..——
Pytajnik	?	..——..
Dwukropek	:	———...
Znak równości	=	—...—
Średnik	;	—.—.—.
Myślnik	—	—....—
Nawias	( )	—.——.—
Kreska ułamkowa	/	—..—.
Podkreślenie	—	..——.—
Przecinek liczby dziesiętnej		.—..—
Wykrzyknik		——..——

Znaki służby ruchu
(nadaje się na ogół w sposób ciągły)

omyłka	....	
powtórzenie	.. ..	(ii)
początek telegramu	.—.—.	(KA)
koniec telegramu	.—.—.	(AR)
koniec łączności	...—.—	(SK)
praca w przerwach nadawania	—...—.—	(BK)
oczekiwanie	.—...	(AS)
potwierdzenie odbioru	.—.	(R)
wezwanie do nadawania	—.—	(K)
koniec pracy stacji	—.—..—..	(CL)
wezwanie do nadawania dla określonego korespondenta	—.——.	(KN)

Inne oznaczenia w połączeniu ze znakiem stacji

stacje przenośne	/.———.
pracujące z innego QTH (używane w Anglii)	/.—
amatorskie stacje na okrętach (maritime-mobile)	/—— ——
amatorskie stacje na samolotach (aeronautical-mobile)	/.— ——

ZGŁOSKOWANIE

Polskie	Rosyjskie	Angielskie	Niemieckie
Anna	А Aleksiej	Able	Anton
Bożena	Б Borys	Baker	Berta
Celina	В Wasilij	Charlie	Caesar
Danuta	Г Grigorij	Dog	Dora
Emil	Д Dimitrij	Easy	Emil
Franciszek	Е Jelena	Fox	Friedrich
Gustaw	Ж Żenia	George	Gustav
Henryk	З Zoja	How	Heinrich
Ignacy	И Iwan	Item	Ida
Janina	Й Iwan kratkij	Japan	Julius
Krzysztof	К Ksenia	King	Konrad
Ludwik	Л Leonid	Love	Ludwig
Maria	М Maria	Mike	Martha
Natalia	Н Nikołaj	Nan	Nordpol
Olga	О Olga	Oboe	Otto
Paweł	П Paweł	Peter	Paula
Roman	Р Roman	Queen	Quelle
Stefan	С Siergiej	Roger	Richard
Tomasz	Т Tatjana	Suger	Siegfried
Urszula	У Uljana	Tare	Theodor
Quebec	Ф Foma	Uncle	Ulrich
Violetta	Х Chariton	Viktor	Viktor
Władysław	Ц Caplja	William	Wilhelm
Xylofon	Ч Człowiek	X — ray	Xanthippe
Ypsylon	Ш Szura	Yoke	Ypsilon
Zygmunt	Щ Szczuka	Zebra	Zeppelin
	Э Emilja		
	Ю Jurij		
	Я Jakow		

Międzynarodowe	wg C.C.I.R.	Międzynarodowe	wg C.C.I.R.
Amsterdam	Alfa	New York	November
Baltimore	Bravo	Oslo	Oscar
Casablanca	Charlie	Paris	Papa
Denemark	Delta	Roma	Romeo
Edison	Echo	Santiago	Sierra
Florida	Foxtrot	Tripoli	Tango
Gallipoli	Golf	Upsala	Uniform
Havana	Hotel	Quebec	Quebec
Italia	India	Valencia	Victor
Jerusalem	Juliet	Washington	Whisky
Kilogram	Kilo	Xantippe	X-ray
Liverpool	Lima	Yokohama	Yankee
Madagaskar	Mike	Zurich	Zulu

WZÓR LOGU RADIOSTACJI

Log radiostacji ....

.... znak (QTH. OP) ....

Tx: ....

Rx: ....

Ant. ....

Strona ....

Data 19....	Czas GMT	QRG MHz	Stacja wołana	Wołany przez stację	Typ A1 A3	Raport nadany	Raport uwagi	Raport odebrany	Koniec QSO GMT	Notatki	Nr kol. QSO	QSL W	QSL O

WZORY KART QSL

a)



Nasłuchowcy

b)



Nadawcy

PREFIKSY

Znak	*Strefa*	*Kraj*
AC3	22	Sikkim (Sikkim)
AC4	23	Tybet (Tibet)
AC5	22	Butan (Bhutan)
AP	21, 22	Pakistan (Pakistan)
BV	24	Taiwan (Formosa)
BY	23, 24	Chiny (China)
C9	24	Mandżuria (Manchuria)
CE	12	Chile (Chile)
CE9AA-AM, KC4, LA/G, KU-Z, OR4, UA1KAE, VKØ, VP8, ZL5 itd.	13, 39	Antarktyda (Antarctica)
CE9AN-AZ, LU-Z, VP8	13	Wyspy South Shetland (South Shetland Islands)
CEØA	12	Wyspa Wielkanocna (Easter Island)
CEØZ	12	Archipelag Juan Fernandez (Juan Fernandez Archipelago)
CM, CO	8	Kuba (Cuba)
CN8, CN9	33	Maroko (Marocco)
CP	10	Boliwia (Bolivia)
CR4	35	Wyspy Zielonego Przylądka (Cape Verde Islands)
CR5	36	Gwinea Portugalska (Portuguese Guinea)
CR5	35	Wyspy Principe i Sao Thome (Principe & Sao Thome)
CR6	36	Angola (Angola)
CR7	37	Mozambik (Mozabique)
CR8	22	Goa (Indie Portugalskie) (Portuguese India)
CR9	24	Makao (Macau)
CR1Ø	28	Timor Portugalski (Portuguese Timor)
CT1	14	Portugalia (Portugal)
CT2	14	Azory (Azores)
CT3	33	Wyspy Madera (Madeira Islands)
CX	13	Urugwaj (Uruguay)
DJ, DL, DM	14	Niemcy (Germany)
DU	27	Wyspy Filipiny (Philippine Islands)
EA	14	Hiszpania (Spain)
EA6	14	Wyspy Baleary (Balearic Islands)
EA8	33	Wyspy Kanaryjskie (Canary Islands)
EA9	33	Ifni (Ifni)
EA9	33	Rio de Oro (Rio de Oro)
EA9	33	Maroko Hiszpańskie (Spanish Marocco)
EAØ	36	Gwinea Hiszpańska (Spanish Guinea)
EI	14	Republika Irlandzka (Republic of Ireland)
EL	35	Liberia (Liberia)
EP	21	Iran (Persja)
ET2	37	Erytrea (Eritrea)
ET3	37	Abisynia (Ethiopia)
F	14	Francja (France)
FA	33	Algeria (Algeria)
FB8	39	Wyspy Amsterdam i St Paul (Amsterdam & St. Paul Islands)
FB8	39	Wyspy Comoro (Comoro Islands)
FB8	39	Wyspy Kerguelen (Kerguelen Islands)
FB8	39	Madagaskar (Madagascar)
FB8	39	Wyspy Tromelin (Tromelin Islands)
FC	15	Korsyka (Corsica)
FD	35	Togo (Togo)
FE	36	Kamerun Francuski (French Cameroon)
FF7	35	Mauretania
FG7	8	Gwadelupa (Guadeloupe)
FH8		Wyspa Comoro
FK8	32	Nowa Kaledonia (New Caledonia)
FL8	37	Somali Francuskie (French Somaliland)
FM7	8	Martynika (Martinique)
FO8	32	Wyspa Clipperton (Clipperton Island)
FO8	7	Oceania Francuska (French Oceania)
FP8	5	Wyspy St. Pierre i Miquelon (St. Pierre & Miquelon Islands)
FR7	39	Wyspa Reunion (Reunion Island)
FS7	8	Saint Martin (Saint Martin)
FU8, YJ1	32	Nowe Hebrydy (New Hebrides)
FW8	32	Wyspy Wallis i Futuna (Wallis & Futuna Islands)
FY7	9	Gujana Francuska i Inini (French Guiana & Inini)
G	14	Anglia (England)
GC	14	Wyspy Normandzkie (Channel Islands)
GD	14	Wyspa Man (Isle of Man)
GI	14	Północna Irlandia (Northern Ireland)
GM	14	Szkocja (Scotland)
GW	14	Walia (Wales)
HA	15	Węgry (Hungary)
HB	14	Szwajcaria (Switzerland)
HC	10	Ekwador (Ecuador)
HC8	10	Wyspy Żółwie (Galapagos Islands)
HE	14	Lichtenstein (Liechtenstein)
HH	8	Haiti (Haiti)
HI	8	Republika Dominikańska (Dominican Republic)
HK	9	Kolumbia (Columbia)
HKØ	7	Archipelag San Andres i Providencia (Archipelago of San Andres and Providencia)
HL, HM	25	Korea (Korea)
HP	7	Panama (Panama)
HR	7	Honduras (Honduras)
HS	26	Syjam (Thailand)
HV	15	Watykan (Vatican City)
HZ	21	Arabia Saudyjska (Saudi Arabia)
I1, IT1	15	Włochy (Italy)
IS1	15	Sardynia (Sardinia)
IT1	15	patrz I1
JA, KA	25	Japonia (Japan)
JT1	23	Mongolia (Mongolia)
JY	20	Jordania (Jordan)
JZØ	28	Holenderska Nowa Gwinea (Netherland New Guinea)
KA		patrz JA
KAØ, KG6I	27	Wyspy Bonin i Volcano (Bonin & Volcano Islands)
KB6	31	Wyspy Baker, Howland i Amerykański Phoenix (Baker, Howland & American Pheonix Islands)
KC4		patrz CE9
KC4	8	Wyspa Navassa Island
KC6	27	Wyspy Karoliny Wschodnie (Eastern Caroline Islands)
KC6	27	Wyspy Karoliny Zachodnie (Western Caroline Islands)
KG1		patrz OX
KG4	8	Zatoka Guantanamo (Guantanamo Bay)
KG6	27	Wyspy Mariany (Mariana Islands)
KG6I		patrz KAØ
KH6	31	Hawaje
KJ6	31	Wyspy Johnston (Johnston Islands)

KM6	31	Wyspy Midway (Midway Islands)
KL7	1	Alaska
KP4	8	Porto Rico (Puerto Rico)
KP6	31	Wyspy Palmyra i Jarvis (Palmyra Group & Jarvis Islands)
KR6	25	Wyspy Riukiu (Ryukyu Islands)
KS4	7	Wyspa Swan (Swan Island)
KS6	32	Samoa Amerykańskie (American Samoa)
KS4B		Serrana Bank i Roncador Cay
KV4	8	Wyspy Dziewicze (Virgin Islands)
KW6	31	Wyspa Wake (Wake Islands)
KX6	36	Wyspy Marshalla (Marshall Islands)
KZ5	7	Strefa Kanału Panamskiego (Canal Zone)
LA	14	Norwegia (Norway)
LA/P	40	Jan Mayen (Jan Mayen)
LA/P	40	Szpicbergen (Svalbard)
LA/G		patrz CE9
LU	13	Argentyna (Argentina)
LU-Z		patrz CE9, VP8, (see CE9, VP8)
LX	14	Luksemburg (Luxembourg)
LZ	20	Bułgaria (Bulgaria)
M1	15	San Marino (San Marino)
MP4B	21	Wyspa Bahrein (Bahrein Island)
MP4Q	21	Katar (Qatar)
MP4T	21	Trucial Oman (Trucial Oman)
OA	10	Peru (Peru)
OD5	20	Liban (Lebanon)
OE	15	Austria (Austria)
OH	15	Finlandia (Finland)
OH	15	Wyspy Aland (Aland Islands)
OK	15	Czechosłowacja (Czechoslovakia)
ON4	14	Belgia (Belgium)
OQ5, OQ	36	Kongo Belgijskie (Belgium Congo)
OR4		patrz CE9
OX, KG1	40	Grenlandia (Greenland)
OY	14	Wyspy Owcze (Faeroes)
OZ	14	Dania (Denmark)
PAØ, PI1	14	Holandia (Netherland)
PJ	9	Holenderskie Indie Zachodnie (Netherlands West Indies)
PJ2M	8	Sint Maarten (Sint Maarten)
PK1, 2, 3,	28	Jawa
PK4	28	Sumatra
PK5	28	Borneo Północne
PK6	28	Celebes i Molukki
PX	14	Andorra (Andorra)
PY	11	Brazylia (Brazil)
PYØ	11	Fernando de Noronha (Fernando de Noronha)
PYØ	11	Wyspy Trinidad i Vaz (Trinidade & Vaz Islands)
PZ1	9	Gujana Holenderska (Netherlands Guiana)
SL, SM	14	Szwecja (Sweden)
SP	15	Polska (Poland)
ST2	34	Sudan (Sudan)
SU	34	Egipt (Egypt)
SV	20	Grecja (Greece)
SV	20	Kreta (Crete)
SV	20	Dodekanez (Dodecanese)
TA	20	Turcja (Turkey)
TD8	35	Dahomej
TF	40	Islandia (Iceland)
TG	7	Gwatemala (Guatemala)
TI	7	Costa Rica (Costa Rica)
TL8	36	Republika środk. Afryki
TN8	36	Republika Kongo
TT8	36	Czad
TU	35	Wybrzeże Kości Słoniowej

TV8, XT2	35	Republika Wolty
TZ	35	Mali
TI9	7	Wyspa Kokosowa (Cocos Island)
UA1, 2, 3, 4, 6, UN1, 15, 16	16	RSFRR, część europejska (European Russian Socialist Federated Soviet Republic)
UA1	40	Ziemia Franciszka Józefa (Franz Josef Land)
UA2	16	RSFRR Okręg Kaliningradzki
UA9	17, 18, 19	RSFRR, część azjatycka (Asiatic Russian S.F.S.R)
UAØ	19	Wyspa Wrangla (Wrangel Island)
UB5	16	Ukraina (Ukraine)
UC2	16	Białoruś (White Russian S.S.R.)
UD6	21	Azerbajdżan (Azerbaijan)
UF6	21	Gruzja (Georgia)
UG6	21	Armenia (Armenia)
UH8	17	Turkmenia (Turkoman)
UI8	17	Uzbekistan (Uzbek)
UJ8	17	Tadżykistan (Tadzhik)
UL7	17	Kazachstan (Kazakh)
UM8	17	Kirgizja (Kirghiz)
UO5	16	Mołdawia (Moldawia)
UP2	15	Litwa (Lithuania)
UQ2	15	Łotwa (Latvia)
UR2	15	Estonia (Estonia)
VE, VO	4	Kanada
VK	29, 30	Australia łącznie z Tasmanią
VK	30	Wyspa Lord Howe (Lord Howe Island)
VK4	30	Wyspy Willis (Willis Islands)
VK9, ZC3	31	Wyspa Bożego Narodzenia
VK9	32	Wyspa Norfolk (Norfolk Island)
VK9	28	Terytorium Papua (Papua Territory)
VK9	28	Terytorium Nowa Gwinea (Territory of New Guinea)
VKØ		patrz CE9
VKØ	39	Wyspa Heard (Heard Island)
VP1	30	Wyspa Macquaire (Macquaire Island)
VP1	7	Honduras Brytyjski (British Honduras)
VP2	8	Anguilla (Anguilla)
VP2	8	Antiqua, Barbuda (Antiqua, Barbuda)
VP2	8	Brytyjskie Wyspy Dziewicze (British Wirgin Islands)
VP2	8	Dominika (Dominica)
VP2	8	Granada I Dependencies (Granada & Dependencies)
VP2	8	Montserrat (Montserrat)
VP2	8	St. Kitts, Nevis (St. Kitts, Nevis) St. Lucia
VP2		(St. Lucia)
VP2	8	St. Vincent i Dependencies (St. Vincent & Dependencies)
VP3	9	Gujana Brytyjska (British Guiana)
VP4	9	Trinidad i Tobago (Trinidad & Tobago)
VP5	8	Jamajka łącznie z Wyspami Cayman (Jamaica inculuding Cayman Isls.)
VP5	8	Wyspy Turks i Caicos (Turks & Caicos Islands)
VP6	8	Barbados (Barbados)
VP7	8	Wyspy Bahama (Bahama Islands)
VP8		patrz CE9
VP8	13	Wyspy Falkland (Falkland Islands)
VP8, LU-Z	13	Wyspy South Orkney (South Orkney Islands)
VP8, LU-Z	13	Południowa Georgia (South Georgia)
VP8, LU-Z	13	Wyspy South Sandwich (South Sandwich Islands)
VP8, LU-Z, CE9	13	Płd. Szetlandy
VP9	5	Wyspy Bermudy (Bermuda Islands)
VQ1	37	Zanzibar (Zanzibar)
VQ2	36	Północna Rodezja (Northern Rhodesia)
VQ3	37	Tanganijka (Tanganyika Territory)

VQ4	37	Kenia (Kenya)
VQ5	37	Uganda (Uganda)
VQ8	39	Cargados Carajos (Cargados Carajos)
VQ8	39	Wyspy Chagos (Chagos Islands)
VQ8	39	Mauritius (Mauritius)
VQ8	39	Wyspa Rodriguez (Rodriguez Island)
VQ9	39	Seszele (Seychelles)
VR1	31	Wyspy Brytyjskie Phoenix (British Phoenix Islands)
VR1	31	Wyspy Gilbert Ellice i Ocean (Gilbert & Ellice Islands) & Ocean Islands)
VR2	32	Wyspy Fiji (Fiji Islands)
VR3	31	Wyspy Fanning i Bożego Narodzenia (Fanning & Christmas Islands)
VR4	28	Wyspy Salomona (Solomon Islands)
VR5	32	Wyspy Tonga (Tonga Islands)
VR6	32	Wyspa Pictairn (Pictairn Island)
VS1	28	Singapur (Singapore)
VS4	28	Sarawak (Sarawak)
VS5	28	Brunei (Brunei)
VS6	24	Hong-Kong (Hong Kong)
VS9	21	Aden i Sokotra (Aden & Socotra)
VS9	22	Wyspy Malediwy (Maldive Islands)
VS9	21	Sułtanat Omanu (Sultanate of Oman)
VQ8		Wyspy Chagos
VU2	22	India
VU4	22	Wyspy Lakkadiwy (Laccadive Islands)
VU5	26	Wyspy Andamany i Nikobary (Adaman and Nicobar Islands)
XE, XF	6	Meksyk (Mexico)
XE4	6	Revilla Gigedo (Revilla Gigedo)
XW8	26	Laos (Laos)
XZ2	26	Burma (Burma)
YA		Afganistan (Afghanistan)
YI	21	Irak (Iraq)
YJ1		patrz FU8
YK	20	Syria (Syria)
YN	7	Nikaragua (Nicaraqua)
YO	20	Rumunia (Roumania)
YS	7	Salwador (Salvador)
YU	15	Jugosławia (Yugoslavia)
YV	9	Wenezuela (Venezuela)
YVØ	8	Wyspa Aves (Aves Island)
ZA	15	Albania (Albania)
ZB1	15	Malta (Malta)
ZB2	14	Gibraltar (Gibraltar)
ZC4	20	Cypr (Cyprus)
ZC5	28	Brytyjskie Północne Borneo (British North Borneo)
ZC6	20	Palestyna (Palestine)
ZD1	35	Sierra Leone (Sierra Leone)
ZD2	35	Nigeria (Nigeria)
ZD3	35	Gambia (Gambia)
ZD6	37	Niasa (Nyasaland)
ZD7	36	Wyspa Św. Heleny (St. Helena)
ZD8	36	Wyspa Ascension (Ascension Island)
ZD9	38	Wyspy Tristan da Cunha i Gough (Tristan da Cunha & Gough Islands)
ZE	38	Południowa Rodezja (Southern Rhodesia)
ZK1	32	Wyspy Cooka (Cook Islands)
ZK1	32	Wyspy Manihiki (Manihiki Islands)
ZK2	32	Niue (Niue)
ZL	32	Wyspy Chatham (Chatham Islands)
ZL	32	Wyspy Auckland i Campbell (Auckland and Campbell Islands)
ZL	32	Wyspy Kermadec (Kermadec Islands)
ZL	32	Nowa Zelandia (New Zeland)
ZL5		patrz CE9
ZM6	32	Samoa Brytyjskie (British Samoa)
ZM7	31	Wyspy Towarzyskie (Tokelau Union Islands)
ZP	11	Paragwaj (Paraguay)
ZS1, 2, 4, 5, 6	38	Związek Południowej Afryki (Union of South Africa)
ZS2	38	Wyspy Marion i Prince Edward & Marion Islands)
ZS3	38	Afryka Południowo-Zachodnia (South-west Africa)
ZS7	38	Kraj Swazi (Swaziland)
ZS8	38	Kraj Basuto (Basutoland)
ZS9	38	Kraj Beczuana (Bechuanaland)
3A	33	Monako (Monaco)
3V8	14	Tunezja (Tunisia)
3W8, XV5	26	Wietnam
4S7	22	Cejlon (Ceylon)
4W1	21	Jemen (Yemen)
4X4	20	Izrael (Israel)
5A	34	Libia (Libya)
5N2, ZD2	35	Nigeria
5R8	35	Republika Malgaska
5U7	35	Niger
6O1,2	37	Somali
6W8	35	Senegal
7G1	35	Republika Gwinea (Republic of Guinea)
9G1	35	Ghana (Ghana)
9K		Strefa Neutralna
9K2	21	Kuwejt (Kuwait)
9M2	28	Malaje (Malaya)
9N1	22	Nepal (Nepal)
		Wyspy Aldabra (Aldabra Islands)
9Q5 (OQ5)	36	Kongo
9U5	37	Ruanda Urundi

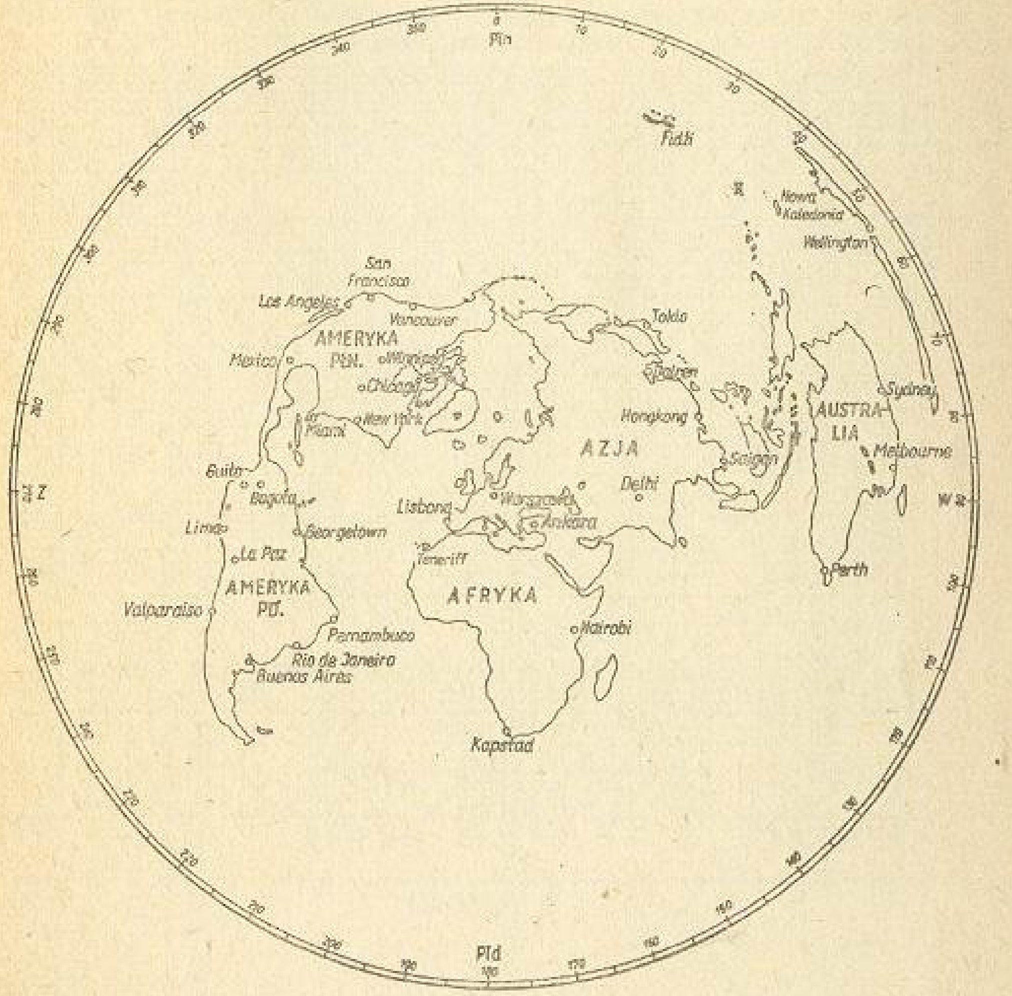
PODZIAŁ NA OKRĘGI

Podział na okręgi



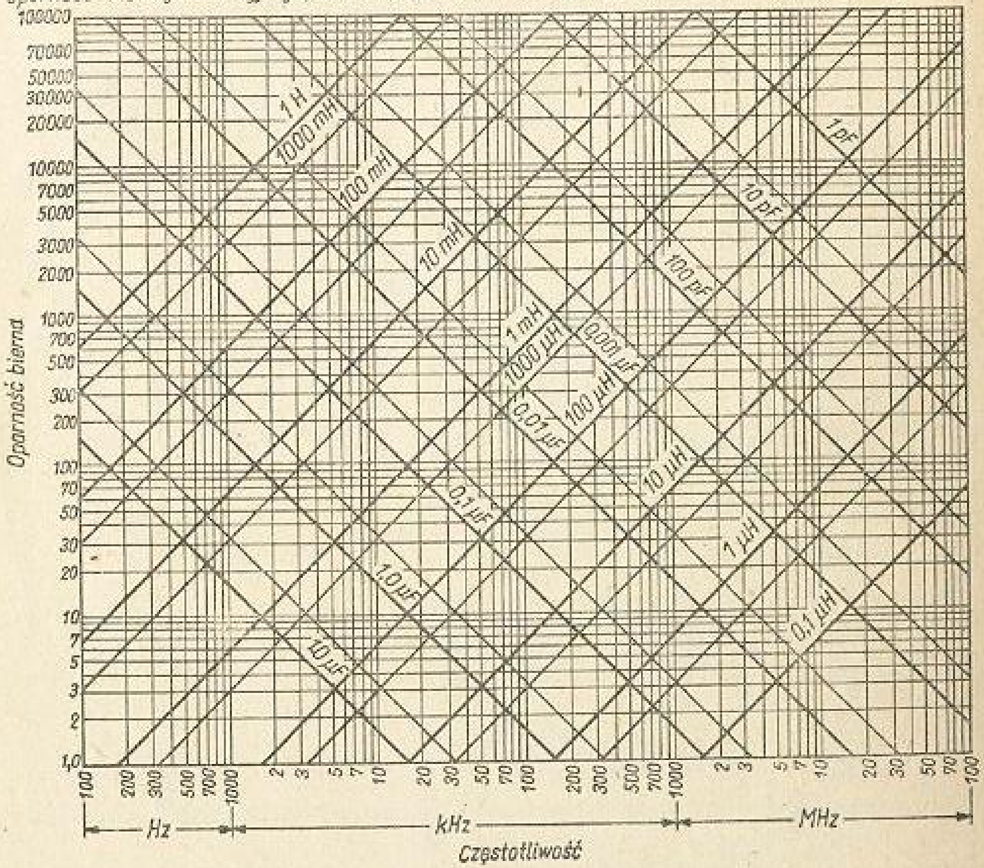
AZYMUTALNA MAPA ŚWIATA

Azymutalna mapa świata



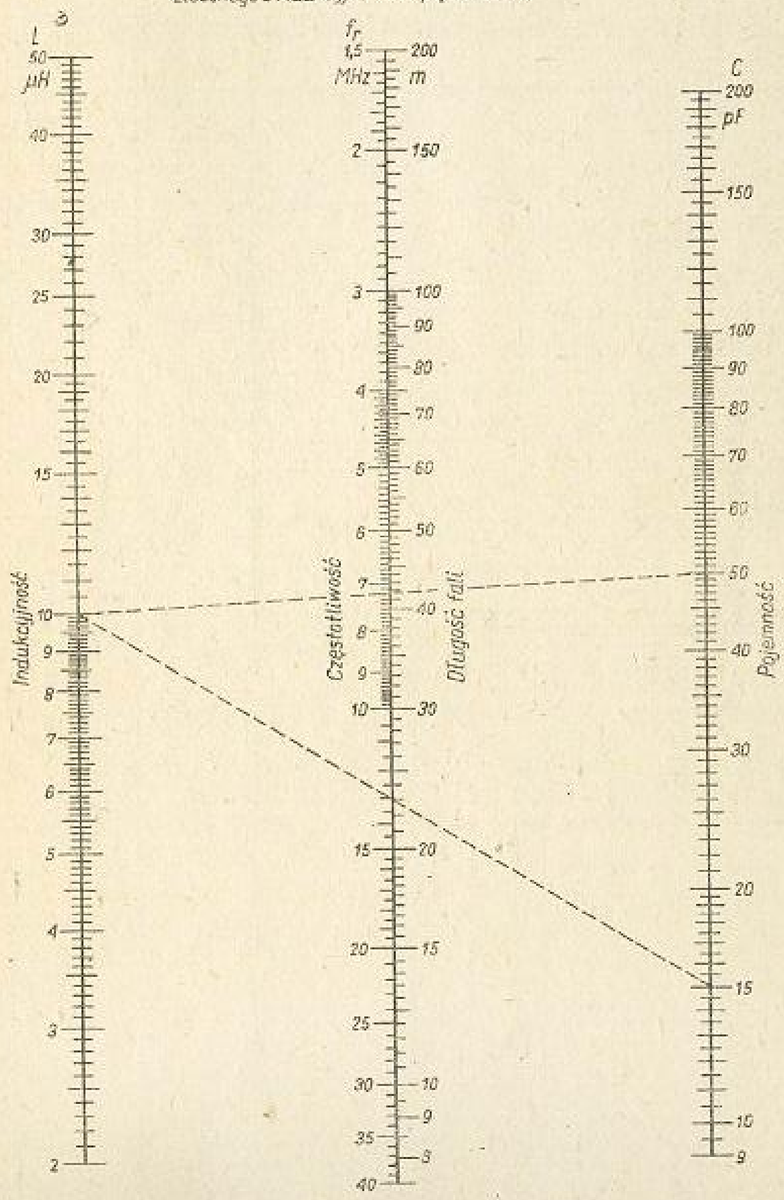
WYKRES DO WYZNACZANIA WARTOŚCI: L, f ORAZ OPORNOŚCI BIERNYCH L i C

Wykres do wyznaczania: – indukcyjności L (znane C, f); – częstotliwości rezonansowej f (znane L, C); oporności biernej indukcyjnej (znane L, f); – oporności biernej pojemnościowej (znane C, f)

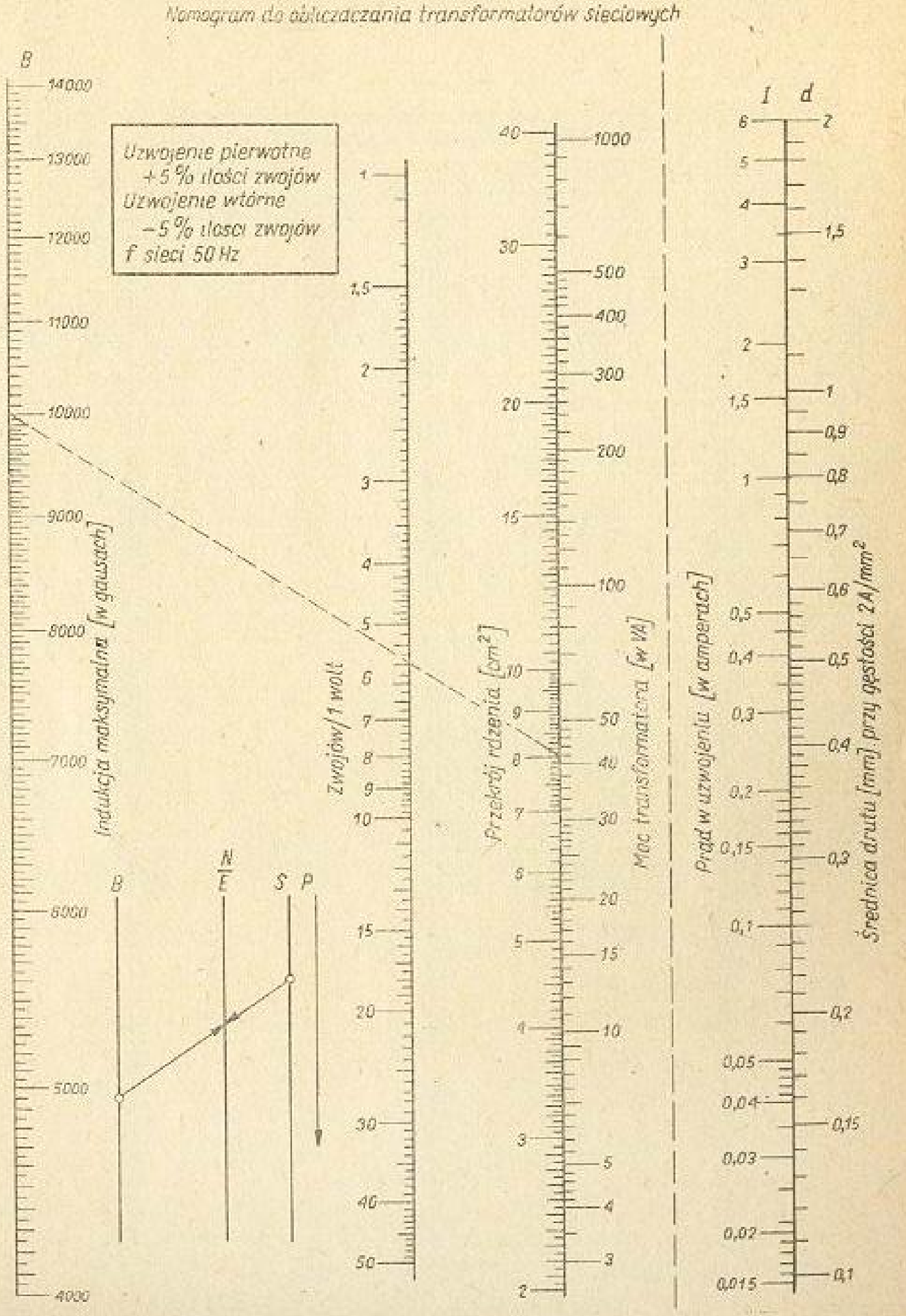


NOMOGRAM DO OKREŚLANIA CZĘSTOTLIWOŚCI REZONANSOWEJ f_r OBWODU STROJONEGO ZŁOŻONEGO Z INDUKCYJNOŚCI L I POJEMNOŚCI C

Nomogram do określania częstotliwości rezonansowej f_r obwodu strojonego złożonego z indukcyjności L i pojemności C



NOMOGRAM DO OBLICZANIA TRANSFORMATORÓW SIECIOWYCH



R. Girulski — Amatorskie urządzenia krótkofalowe

BŁĘDY DOSTRZEŻONE W DRUKU

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
11	17 od góry	czas jednej	czas trwania jednej
	3 od dołu	$P_0 = I_{88}$	$P_0 = I_{89}$
89	13 „ „	$\frac{\lambda}{4}$ fali	$\frac{\lambda}{4}$ fali